NOWY ELEKTRONIK

12/91

nr ind. 367141

miesięcznik elektroników cena 7900 zł

JUŻ 28 STRON

SPIS TREŚCI

Jak zamieścić ogłoszenie w "NE"

Aby zamieścić ogłoszenie w "NOWYM ELEKTRONIKU" należy przesłać treść ogłoszenia do redakcji na adres: P.W. "ARTCOM", Redakcja "Nowego Elektronika", skr. poczt. 100, 82-300 Elbląg 1. Po otrzymaniu treści ogłoszenia redakcja prześle rachunek do zleceniodawcy ogłoszenia.

CENY

- 1 cm^2 ogłoszenia 7.000zł (najmniejsze ogłoszenie 20 cm^2)

- ogłoszenia drobne do 50 słów 4.000zł za słowo

Za treść ogłoszenia redakcja nie ponosi żadnej odpowiedzialności.

Adres Redakcji - P.W. "ARTCOM", Redakcja "NOWEGO ELEKTRONIKA", skr. poczt. 100, 82-300 Elbląg 1, tel.418-84 wew. 32
Redaktor naczelny - J.Ryszard Świątkowski
Redakcja zastrzega sobie prawo skracania i korekty nadesłanych artykułów.
Wydawca - P.W."ARTCOM"
Skład - P.W. "ARTCOM"
Druk - Grudziądzkie Zakłady Graficzne im. W. Kulerskiego w Grudziądzu, pl. Wolności 5

Prosty generator sygnałowy

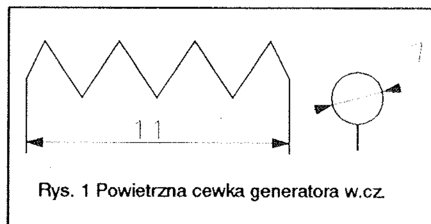
Obecnie ukazało się na rynku wiele radiomagnetofonów, odbiorników radiowych oraz zestawów wieżowych, które importowane są do naszego kraju z państw zachodnich. Te właśnie w/w urządzenia elektroniczne są, jak wiemy, przystosowane do odbioru UKF w paśmie CCIR (88 - 106 MHz).

Szczęśliwy nabywca sprzętu po pewnym czasie musi przestroić swój odbiornik na pasmo użytkowane w Polsce - OIRT (66 -73 MHz). Operacja ta wiąże się z dość wysokimi kosztami, podczas gdy elektronicy amatorzy mogą tego dokonać we własnym zakresie. Prace związane z przestrajaniem znacznie ułatwi dodatkowy generator UKF wytwarzający sygnał w paśmie 66-73 MHz. Za pomocą w/w układu można zestroić różne inne, proste odbiorniki radiowe. Schemat urządzenia nie jest zbyt skomplikowany - zaprojektowany został z myślą o początkujących elektronikach; składa się on zaledwie z czterech łatwo dostępnych tranzystorów i kilku elementów pomocniczych.

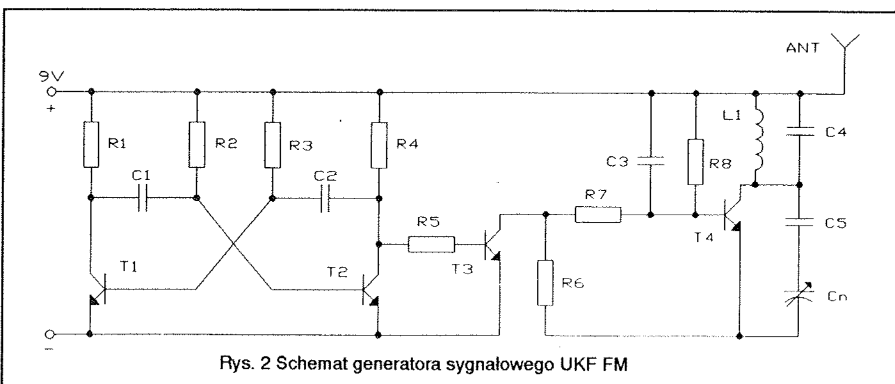
Budowę generatora najlepiej rozpocząć od wykonania płytki drukowanej, lub wykorzystania typowej uniwersalnej płytki dostępej w sklepach CSH, a następnie wlutowaniu elementów w/g poniższych wskazówek. Układ elektroniczny możemy podzielić na dwie części: I - generator sygnału m.cz. i II - generator w.cz.

Generator sygnału m.cz. wykonany została na dwóch tranzystorach T1 i T2, które odpowiednio połączone z elementami dodatkowymi tworzą multiwibrator. Tą część układu należy wlutować w płytkę jako pierwszą. Następnym etapem pracy jest wlutowanie tranzystora T3 oraz elementów R6 i R7, które w efekcie wraz z nim mają za zadanie odpowiednie dopasowanie sygnału do drugiej części układu. Ostatnią najtrudniejszą częścią jest wykonanie generatora w.cz. Pierwszą czynnością jest wlutowanie tranzystora T4 oraz pomocniczych elementów oprócz cewki L1, którą należy wykonać na końcu w/g rysunku 1. Cewkę należy wykonać bardzo starannie i umieścić ją na płytce w taki sposób, aby odległość od niej do najbliższego elementu nie była mniejsza niż 4-5 mm. Odstęp ten zapewnia prawidłową pracę po zmontowaniu układu, w przeciwnym wypadku mogą wystąpić zakłócenia objawiające się brakiem drgań generatora. Przestrajanie układu odbywa sięza pomocą trymera. W układzie modelowym zastosowano trymer powietrzny 3,5-27 pF. Możliwe jest również umieszczenie kondensatora nastawnego zamiast C4, jednak wówczas zmiana częstotliwości będzie następować bardzo szybko i płynne przestrajanie w zakresie UKF okaże się niemożliwe.

Uruchomienie generatora sprowadza się do kilku punktów. Pierwszą czynnością jest sprawdzenie działania I części układu. Po wlutowaniu jej na płytkę i podłączeniu zasilania do wyjścia generatora (końcówka R5) należy podłączyć dowolny wzmacniacz akustyczny. W przypadku prawidłowego montażu przez głośnik powinien być emitowany sygnał o jednakowej ustalonej częstotliwości, którą można zmieniać w szerokich granicach zastępując wartość C1-C2, R1-R4 innymi. Gdy generator sygnału m.cz. działa, należy wlutować pozostałe elementy układu. Po sprawdzeniu połączeń do wyjścia w.cz. trzeba dołączyć ok. 150 mm drutu pełniącego rolę anteny. Teraz włączamy sprawny odbiornik UKF OIRT, który posłuży jako wzorzec. Ustawiając w nim częstotliwość ok. 71 MHz (połowa skali) staramy się usłyszeć sygnał generatora ściskając lub rozciągając zwoje cewki. Podczas tej operacji trymer generatora powinien być ustawiony w środkowej pozycji. Gdy usłyszymy już sygnał generatora dalsze jego przestrajanie będzie odbywać się tylko za



Rys. 1 Powietrzna cewka generatora w.cz.



Rys. 2 Schemat generatora sygnałowego UKF FM

pomocą trymera. Te dwa elementy należy tak dobrać, aby częstotliwość generatora zmieniała się płynnie przez cały zakres UKF. Ustalone położenie cewki należy unieruchomić zalewając ją np. stearyną. Kondensator obrotowy generatora dobrze jest wyskalować w/g wskazań odbiornika wzorcowego. Układ należy zasilać napięciem 9V pochodzącym z baterii 6F22, lub z zasilacza o odpowiednio wysokiej stabilizacji, gdyż przydźwięk sieci szkodliwie wpływa na pracę całości. Główną zasadą przy używaniu generatora UKF FM jest jak najsłabsze sprzęganie go z odbiornikiem; początkowo może być potrzebne nawet bezpośrednie dołączenie anteny do gniazda w.cz., a następnie oddalenie układu od strojonego odbiornika.

Na zakończenie chciałbym dodać, aby do układu nie dołączać zbyt długich anten (przewód zasilania " + " !), gdyż może to być przyczyną zakłóceń odbioru radiowo-telewizyjnego.

Jacek Maciak

Spis elementów

R1,R4 - 1 kΩ

R2-R3 - 10 kΩ

R5 - 100 kΩ

R6 - 2,7 kΩ

R7 - 5,6 kΩ

R8 - 15 kΩ

C1-C2 - 1 μF

C3 - 1nF

C4 - 24 pF

C5 - 5,1 pF

C - 3,5-27 pF

T1-T3 - BC 107

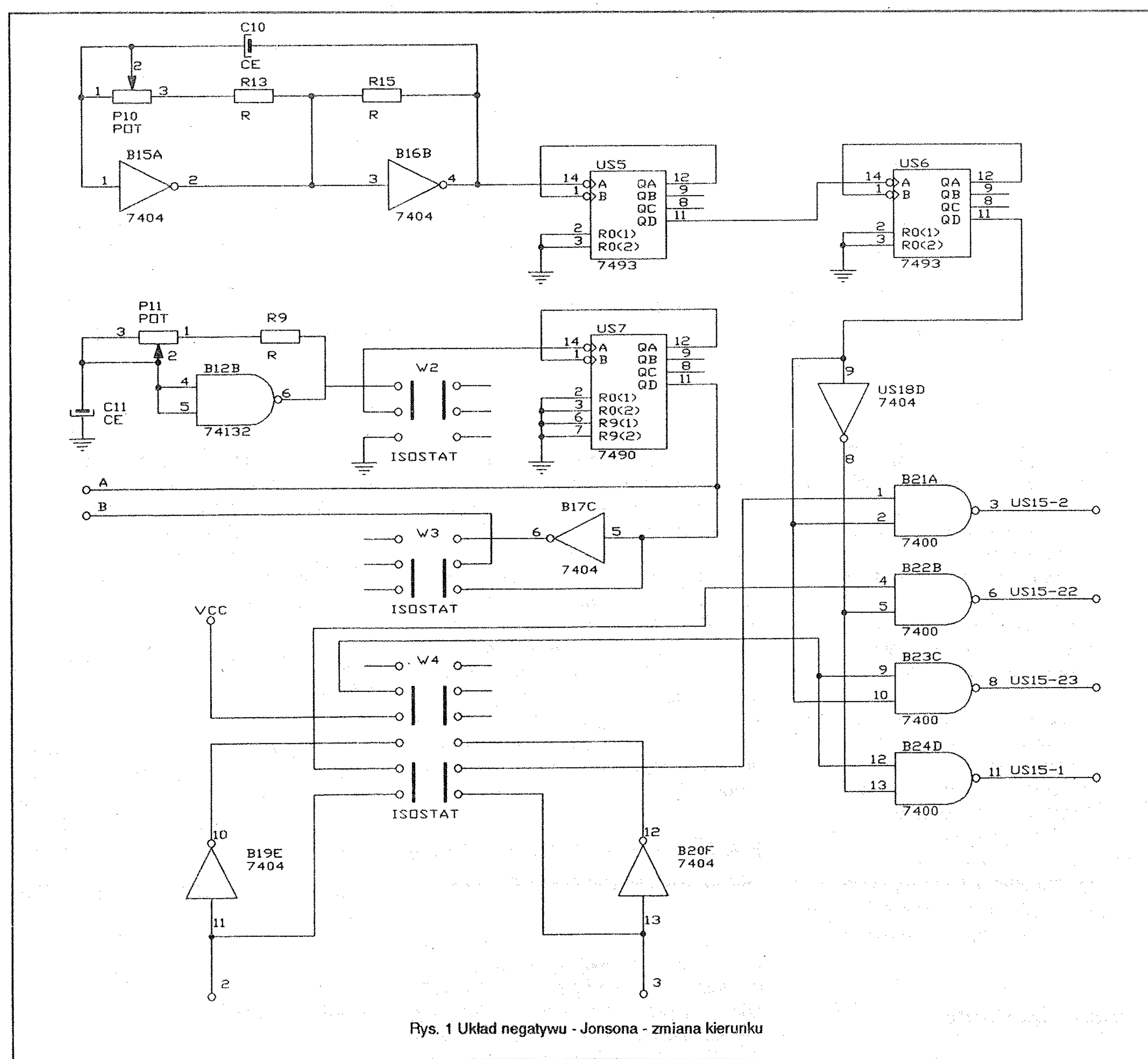
T4 - BF 214

L1 - wg. rys. 1

Sterownik węża świetlnego

Opisany układ jest rozbudowaną wersją sterownika, która umożliwia uzyskanie wielu efektów świetlnych. Głównym układem scalonym jest dwukierunkowy ośmiobitowy rejestr przesuwający z wejściami i wyjściami równoległymi.

Możliwości techniczne sterownika:



Rys. 1 Układ negatywu - Jonsona - zmiana kierunku

Rys. 2 Rejestr - układ wyjściowy

- osiem programowych prędkości i przesuwania z możliwością regulacji ich zmiany.

- automatyczna regulowana zmiana kierunku przesuwania.

- możliwość ręcznego programowania kombinacji.

- automatyczna zmiana kombinacji z możliwością regulacji prędkości tej zmiany (256 kolejno zmieniających się kombinacji).

- zmiana kierunku przesuwania czterech ostatnich bitów z możliwością regulacji prędkości tej zmiany.

- świecenie negatywowe całości lub czterech ostatnich bitów z możliwościa, regulacji częstotliwości zmiany tego świecenia.

- uzyskanie efektu Jonsona - w wyniku którego na wyjściu pojawi się informacja raz w postaci prostej a raz w zanegowanej.

Zasada działania:

W układach generatorów taktujących zbudowanych z bramek B4 - B11 generowane są impulsy, których częstotliwość można zmieniać potencjometrami P2 - P9. Są one doprowadzone do US4. Jest to multiplekser, który jest sterowany z generatora zbudowanego z bramek B1 i B2. Impulsy te przechodzą przez US1 i US2, który steruje multiplekserem. W wyniku pracy układu na wyjściu US4 będą pojawiać się impulsy pochodzące kolejno z podłączonych generatorów. Czas, w którym impulsy z danego generatora będą ukazywały się na wyjściu US4 można regulować potencjometrem P1.

Ręczne i automatyczne programowanie kombinacji:

Z generatora zbudowanego na bramce B13 wychodzą impulsy, które poprzez dzielnik US8 dochodzą do US9 i US10 gdzie są przekształcane na informację równoległą. Następnie doprowadzane są do US11 i US12. Isostatami W5 - W12 programujemy ręcznie daną kombinację, która doprowadzona jest także do US11 i US12. Isostatem W13 dokonujemy wyboru czy na wyjściu US11 i US12 będzie sygnał pochodzący z Isostatów czy z US9 i US10. Potencjometrem P12 regulujemy częstotliwość zmiany kombinacji.

Automatyczna zmiana kierunku:

Generator zbudowany na bramkach B15 i B16 generuje impulsy, które przechodzą przez US5 i US6 a następnie przez bramki B18, B23,B24 doprowadzone są do US15. Zmiana stanów logicznych na wejściu rodzaju pracy US15 powoduje przesuwanie zaprogramowanej informacji w prawo lub w lewo.

Układ świecenia negatywowego:

Rys. 3 Generator prędkości przesuwu

Z generatora zbudowanego na bramce B12 wychodzą impulsy, które przechodzą przez US7 i doprowadzone są do isostatu W3 a następnie do połączonych wejść bramek B25 - B32. W zależności od położenia isostatu W3 negowane będą wszystkie wyjścia US15 lub tylko cztery ostatnie.

Efekt Jonsona:

Doprowadzone sygnały do bramek B19 i B20 przechodzą przez isostat W4 oraz bramki B21 i B22 a następnie doprowadzone są do wejść szeregowych US15. Odpowiednie ustawienie isostatu decyduje o rodzaju pracy.

Zmiana kierunku przesuwania czterech ostatnich bitów:

Z generatora zbudowanego na bramce B14 wychodzą impulsy, które przechodzą przez US13 i doprowadzone są do US14. Układ ten powoduje zmianę kierunku przesuwania tylko czterech ostatnich bitów.

Triaki TK1 - TK8 sterowane są poprzez bramki B33 - B40, są to inwertery z otwartym kolektorem tranzystora wyjściowego. Isostaty W1,W2,W14, służą do włączenia danej części układu uzyskując odpowiednie efekty.

Uruchomienie:

Po wytrawieniu płytki należy zmontować układy generatorów i sprawdzić, czy poprawnie pracują. Następnie montujemy wszystkie układy formujące i doprowadzające impulsy do rejestru. W dalszej kolejności montujemy rejestr i układy wyjściowe. Jeśli na wejściach triaków pojawiają się impulsy sterujące, cały układ pracuje poprawnie. Dopiero teraz można podać napięcie 220 V.

U W A G A: Napięcie sieci może wystąpić na ścieżkach układu, dlatego należy zachować szczególną ostrożność przy uruchamianiu.

Rys. 4 Programowanie - ręczne - automatyczne

Andrzej Rudkiewicz

Spis elementów:

US1,US2,US3,US5,
US6,US8,US9,US10,US13 - UCY 7493
US7- UCY 7490
US11,US12,US14 - UCY 74157
US15 - UCY 74198
US4 - UCY 74151

B1 - B3 - UCY 7410
B4 - B14 - UCY 74132
B15 - B20 - UCY 7404
B21 - B24 - UCY 7400
B25 - B32 - UCY 7486
B33 - B40 - UCY 7406
C1 - C12 - 100 μF
R1 - R13 - 200 Ω
R14 - R15 - 1,2 kΩ

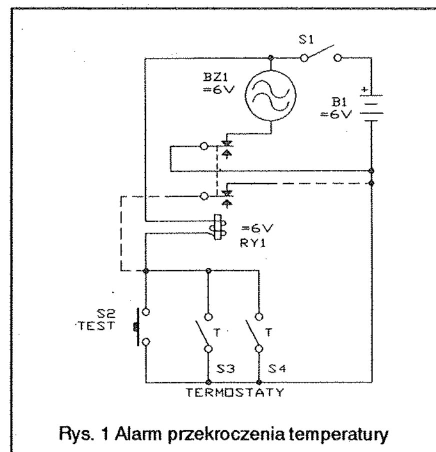
R16 - R23 - 150 Ω
R24 - R3 - 100 Ω
P1 - P13 - 1 kΩ - A
TK1 - TK8 - KT 205/600
W1 - W14 - isostat (2 sekcje)
W4 - isostat (4 sekcje)

Proste systemy alarmowe cz.1

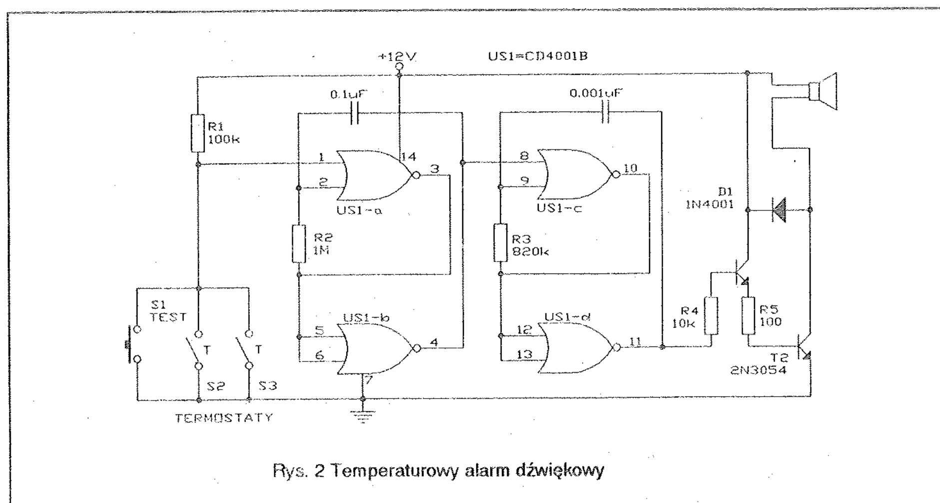
W tym dwuodcinkowym cyklu poświęconym elektronicznym zabezpieczeniom i systemom alarmowym uwagę skierujemy na różnorodne układy do wykorzystania w domu i samochodzie.

Alarm temperaturowy.

Elektroniczny alarm temperaturowy może być wykorzystany do wskazania jednego z następujących przypadków: wzrost temperatury, spadek temperatury, wahania temperatury lub nadmierne różnice temperatur (nadmierny dyferencjał). Alarm sygnalizujący spadek temperatury jest wykorzystany do wskazywania awarii systemu centralnego ogrzewania lub obecności szronu czy też lodu. Rodzaj alarmu z wykorzystaniem dyferencjału temperatury jest urządzeniem specjalistycznym. Jego uaktywnienie następuje wówczas, gdy różnica między dwiema sprawdzanymi temperaturami przekroczy pewien określony poziom. W tym przypadku aktualne indywidualne wartości obu temperatur nie mają znaczenia. Istotna jest jedynie wartość różnicy między nimi. Alarm ten może być wykorzystany w szerokim zakresie od wskaźnika poziomu cieczy i wysokościomierza aż do systemu słonecznego ogrzewania. W



Rys. 1 Alarm przekroczenia temperatury



Rys. 2 Temperaturowy alarm dźwiękowy

praktyce elektroniczne alarmy temperaturowe konstruowane są w oparciu o różnego typu sensory termiczne zawierające elektromechaniczne termostaty, termistory lub diody krzemowe.

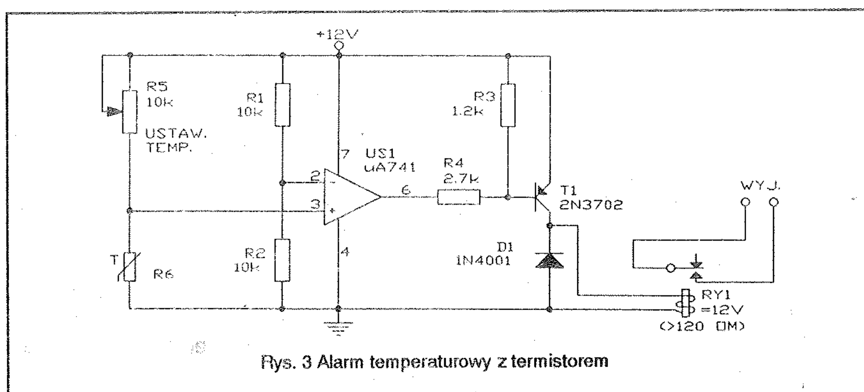
Rys. 1 przedstawia przykład prostego alarmu przekroczenia temperatury wykorzystującego dwa elektromechaniczne termostaty jako czujniki temperatury. Termostaty są normalnie - otwarte. Działają wówczas, gdy temperatura umieszczonego wewnątrz bimetalu przekroczy pewną określoną wartość. Podczas gdy obydwa termostaty mają temperaturę niższą od zadanej granicy, pozostają otwarte. Zarówno przekaźnik RY1 jak i brzęczyk BZ1 są włączone i prąd nie płynie. Jeżeli temperatura jednego lub obydwu termostatów przekroczy określoną wartość następuje uruchomienie RY1 oraz alarmu dźwiękowego przy pomocy brzęczyka BZ1. Każda liczba termostatów może być równolegle połączona, a układ może być sprawdzony przez zamknięcie S2. Ten rodzaj układu jest wykonany jako układ bez podtrzymania, lecz może być też z podtrzymaniem używając drugiego zestawu zestyków dla RY1, połączonych tak jak pokazano linią przerywaną. Jeżeli termostaty wykorzystane w alarmie temperaturowym są przeznaczone do pracy w normalnych warunkach powinny zamykać się w temperaturze około 60 - 70 °C. Jeżeli natomiast są przeznaczone do pracy w dość ciepłym obszarze jak kotłownie czy strychy, powinny zamykać się w temperaturze około 90 °C.

Rysunek 2 pokazuje elektroniczny alarm przekroczenia temperatury, który generuje sygnał o częstotliwości 800 Hz pulsujący z częstotliwością 6 Hz. Układ scalony US1-c i US1-d jest wykorzystany jako astabilny multiwibrator o częstotliwości 800 Hz, który jest bramkowany przez US1-b, a US1-a i US1-b jest wykorzystany jako astabilny multiwibrator generujący częstotliwość 6 Hz i bramkowany przez termostaty. Kiedy obydwa termostaty są otwarte, multiwibratory astabilne są włączone i przez układ płynie prąd w przybliżeniu 1 μA. Jezeli jeden z termostatów lub obydwa są zamknięte wówczas multiwibrator utworzony z US1-a i US1-b steruje 800 Hz multiwibratorem z US1-c i US1-d, który wysyła sygnał o częstotliwości 6 Hz. Stan ten nie ma podtrzymania, w związku z tym pulsujący sygnał zostanie zatrzymany, gdy termostaty ponownie otworzą się na wskutek obniżenia się temperatury otoczenia.

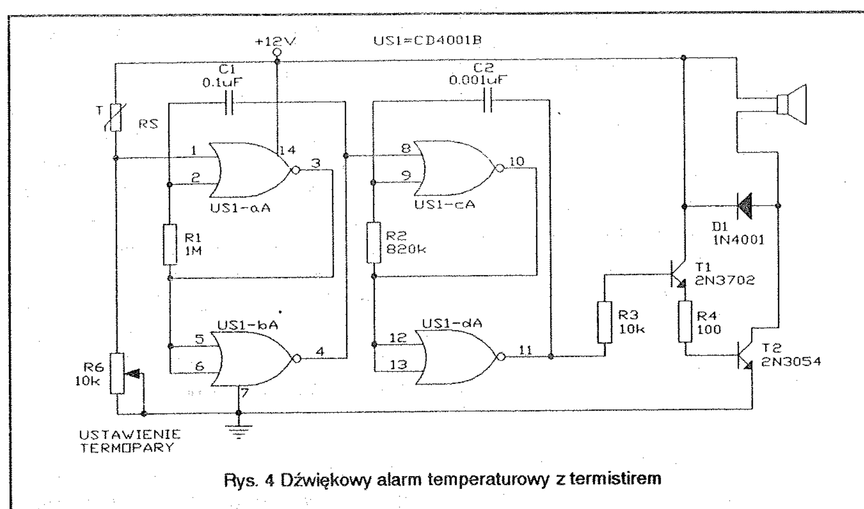
Alarmy z czujnikami termistorowymi

Tańszym i bardziej dokładnym czujnikiem od termostatu jest termistor. Jest to półprzewodnikowy rezystor z ujemnym współczynnikiem temperaturowym (NTC - Negative Temperature Coefficient). W elemencie tym rezystancja maleje wraz ze wzrostem temperatury, oznacza to wysoką rezystancję w niskich temperaturach i relatywnie niską rezystancję w temperaturach wysokich. Rysunki 3 i 4 pokazują dwa praktyczne zastosowania elektronicznych alarmów temperaturowych kontrolowanych termistorem. W każdym przypadku nominalna wartość termistora wynosi 5kΩ i waha się w granicach od 1 kΩ do 10 kΩ przy zmianach temperatury.

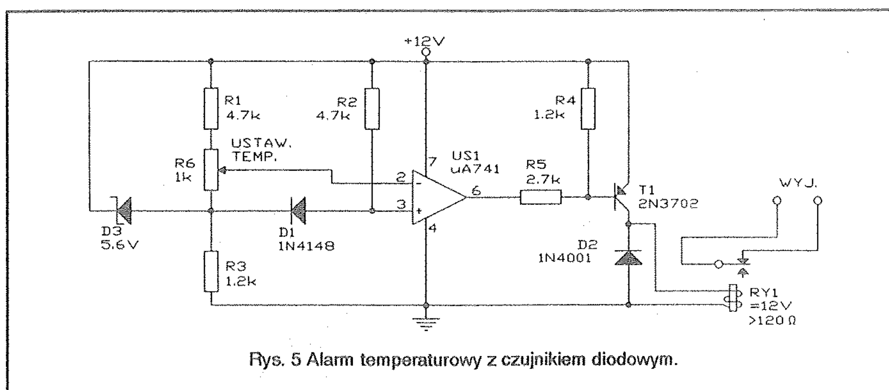
Rysunek 3 pokazuje precyzyjny elektroniczny alarm przekroczenia temperatury kontrolowany termistorem. Termistor R6 kontroluje US1 (wzmacniacz operacyjny 741) i tranzystor sterujący przekaźnikiem RY1. W tym przypadku US1 jest wykorzystany jako komparator napięcia, tworzący temperaturową zależność zmiennego napięcia na wejściu nieodwracającym (wyprowadzenie 3). Napięcie to jest porównywane z doprowadzonym stałym napięciem +6 V na wejście odwracające. Napięcie na wyprowadzenie 3 jest w przybliżeniu równe napięciu na wyprowadzeniu 2. Rośnie ono ze spadkiem temperatury i maleje wraz ze wzrostem temperatury. Kiedy temperatura termistora R6 ma wartość poniżej alarmowej temperatury granicznej, napięcie na 3 przewyższa napięcie na 2 i wyjście 6 nasyci się w kierunku dodatnim osiągając około + 12 V. W rezultacie zarówno baza jak i emiter tranzystora T1 mają w przybliżeniu taki sam potencjał i T1 jest normalnie



Rys. 3 Alarm temperaturowy z termistorem



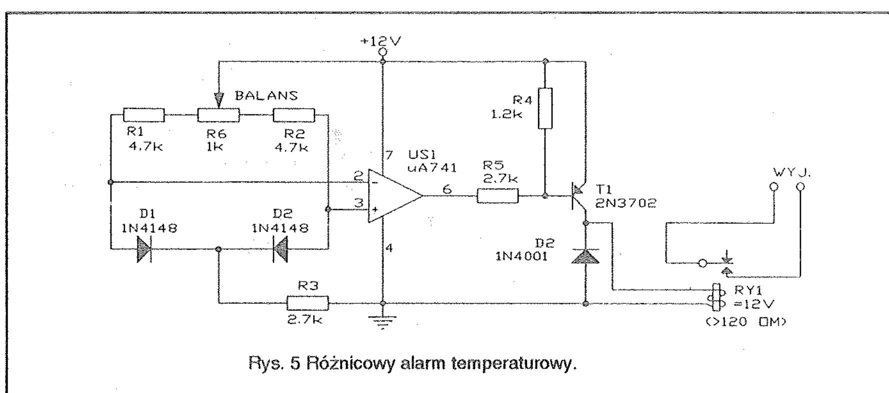
Rys. 4 Dźwiękowy alarm temperaturowy z termistirem



Rys. 5 Alarm temperaturowy z czujnikiem diodowym.

wyłączony, co powoduje wyłączenie RY1.

Jeżeli temperatura na R6 rośnie, napięcie na wyprowadzeniu 3 spada aż do punktu, w którym osiągnie wartość mniejszą od granicznej na wyprowadzeniu 2. Na wyjściu US1 napięcie spada do około 0 V i tranzystor T1 i RY1 są normalnie



Rys. 5 Różnicowy alarm temperaturowy.

załączone, alarm zostaje uruchomiony. Ponieważ US1 ma wysokie wzmocnienie napięciowe, przekaźnik RY1 może być załączany i wyłączany kilkustopniowymi zmianami temperatury wokół temperatury granicznej ustawionej potencjometrem R5. Układ ten może być wykorzystany jako alarm sygnalizujący spadek temperatury. Wystarczy jedynie zamienić połączenia wyprowadzeń 2 i 3 układu US1.

Rysunek 4 przedstawia elektroniczny kontrolowany termistorem alarm spadku temperatury sygnalizujący sygnałem dźwiękowym o częstotliwości 800 Hz. Układ ten jest podobny do układu pokazanego na rys. 2. Układ scalony US1 jest wykorzystany jako podwójny astabilny multiwibrator, generujący impulsy o określonej częstotliwości. Jest on normalnie załączony gdy na wyprowadzenie 1 podany jest potencjał masy, a normalnie wyłączony gdy na 1 jest stałe napięcie ±12 V. Wyprowadzenie 1 jest podłączone do złącza R5 i R6 z niskim napięciem w niskich temperaturach i wysokim napięciem w wysokich temperaturach. Tak więc podwójny multiwibrator astabilny jest załączony kiedy temperatura termistora R5 spadnie poniżej wartości ustawionej przez R6 i generuje wówczas pulsujący sygnał. W praktyce dokładny punkt bramkujący układu scalonego jest określony przez wartość progową napięcia, która stanowi pewien procent napięcia zasilania. W konsekwencji układ pokazany na rys. 4 załącza się wówczas, gdy stosunek R5/R6 spadnie poniżej pewnej określonej wartości. Stosunek wartości progowej do napięcia zasilania jest indywidualną cechą układu scalonego, lecz nie zależy od napięcia zasilania. Nominalna wartość tego stosunku wynosi 50%, lecz zawiera się on w przybliżeniu pomiędzy 30-70% dla różnych układów scalonych.

Układ pokazany na rys. 4 ma doskonałą stabilność i czułość wynoszącą w przybliżeniu 0,5°C. Temperatura graniczna poniżej której układ nie zadziała jest ustawiana za pomocą potencjometru R6. Układ ten może być również wykorzystany jako elektroniczny alarm wzrostu temperatury po zamianie końcówek 2 i 3 układu scalonego US1.

Alarmy z czujnikami diodowymi

Diody krzemowe stanowią dość dobre i niedrogie czujniki w elektronicznych alarmach temperaturowych. Mają one spadek napięcia w kierunku przewodzenia około 600 mV przy 1 mA. Jeżeli prąd jest stały to współczynnik NTC ma wartość -2 mV/°C. Większość diod krzemowych ma podobne charakterystyki termiczne, a ich mała masa tak jak w przypadku diody 1N4148 zapewnia gwałtowną odpowiedź termiczną.

Rysunek 5 pokazuje wykorzystanie diody 1N4148 w elektronicznym alarmie przekroczenia temperatury. W układzie tym dioda Zenera D3 reguluje napięcie na dzielniku R1 - R6 do wartości 5,6 V. Stałe napięcie odniesienia jest podane na 2 wyprowadzenie układu US1. Między wyprowadzeniami 2 i 3 tego układu pojawi się napięcie różnicowe. Jeżeli napięcie zależne od temperatury występujące na diodzie D1 przekroczy poziom ustalony potencjometrem R6 wówczas załączy się przekaźnik RY1. Przy tych warunkach pomiędzy wyprowadzeniami 2 i 3 pojawi się napięcie różnicowe rzędu 1 mV i zarówno T1 jak RY1 załączą się. Natomiast wówczas gdy temperatura na D1 spadnie poniżej określonego poziomu, napięcie na 3 przewyższy napięcie na 2 powodując dodatnie nasycenie wyjścia układu US1 oraz wyłączenie T1 i RY1.

Układ przedstawiony na rys. 5 ma czułość w przybliżeniu 0,5°C i może być wykorzystany jako elektroniczny alarm przekroczenia temperatury w zakresie od 0°C do 100°C. Zmieniając połączenia wyprowadzeń 2 i 3 układu US1 może stanowić elektroniczny alarm obniżenia temperatury.

Na rysunku 6 pokazany jest alarm z wykorzystaniem dyferencjału temperatury. Dwie diody krzemowe D1 i D2 serii 1N4148 stanowią czujniki temperaturowe. Układ ten załącza się tylko wtedy, gdy temperatura diody D1 przewyższy temperaturę diody D2 o więcej niż ustaloną wartość. Temperatura każdej z diod oddzielnie nie mają tutaj znaczenia. Prądy podkładu płynące przez każdą z diod ustalają wartość napięcia różnicowego pomiędzy wyprowadzeniami 2 i 3 układu US1. Na napięcie różnicowe mają wpływ tylko różnice temperatur między D1 i D2. Czułość układu wynosi w przybliżeniu 0,5°C i może on pracować przy różnicy temperatur do 10 °C.

Na podst. Electronics Experimenters Handbook 1991

Witold Dąbrowski

Trzykanałowy przełącznik elektroniczny

Podczas sprawdzania, uruchamiania i strojenia różnych urządzeń na cyfrowych układach scalonych zachodzi konieczność obserwacji procesów zachodzących w układzie jednocześnie w różnych punktach poszczególnych stopni. Przedstawiony układ pozwala na obserwację trzech przebiegów na oscyloskopach z otwartym wejściem wzmacniacza odchylania pionowego. Schemat przedstawiony jest na rys.1.

Tranzystor T1 oraz US1.3 i US1.4 tworzą generator impulsów. Częstotliwość impulsów zależy od wartości kondensatora C1 i rezystora R7 (w tym przypadku wynosi 100 - 200 kHz). Z generatorem połączony jest dzielnik częstotliwości na przerzutniku US3. Sygnał z wyjścia generatora i dzielnika podawany jest na dekoder US1.1, US1.2, US2.1. Dekoder steruje stopniami mocy na tranzystorach T2 - T4. Na wejście każdego stopnia podawany jest odpowiedni badany przebieg, który będzie później widoczny na odpowiedniej linii podstawy czasu. W obwodach kolektorów tranzystorów znajdują się inwertery US2.2 - US2.4 wyjścia których przez rezystory R8 - R10 są podłączone do gniazda G4. Gniazdo podłącza się do wejścia sondy oscyloskopu pracującego w stanie otwartego wejścia.

Przełącznik pracuje w następujący sposób. W początkowym momencie na jednym z wejść elementów dekodera będzie logiczne "0", a na ich wyjściach to jest na emiterach tranzystorów stopni mocy - logiczne "1". Jeżeli przy tym na wejściach G1 - G3 nie będzie podany sygnał (na wejściach przełącznika logiczne "0"), to tranzystory będą zatkane. Ponieważ elementy logiki TTL odbierają brak prądu wejściowego jako obecność na wejściach logicznej "1", to na wyjściach wszystkich inwerterów będzie logiczne "0".

Jeżeli podczas sprawdzania stanów pracy układu cyfrowego na wejściach przełącznika będą podane poziomy logicznej "1" (3 - 4 V dla TTL i 6 - 15 V dla CMOS logiki), tranzystory zostaną odetkane, ale na wejścia inwerterów będą podawane logiczne "1" i na ich wyjściach sygnał nie zmieni się.

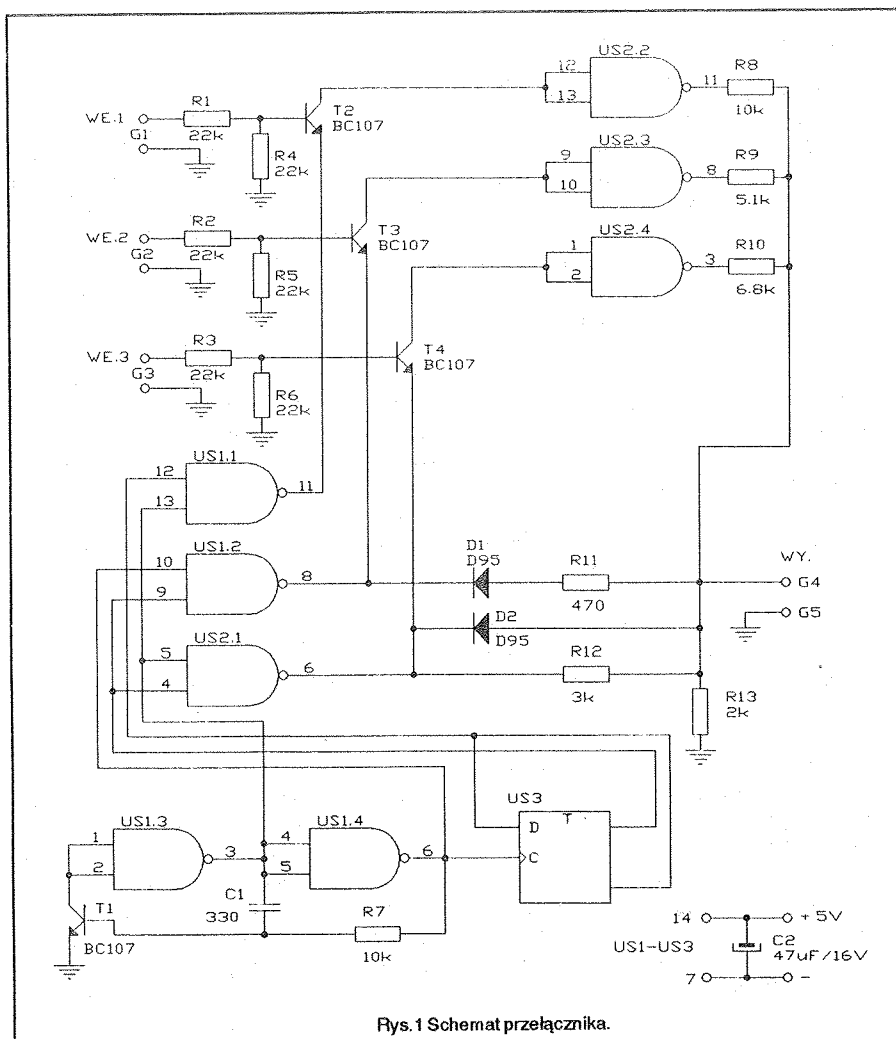
Taki stan jest możliwy tylko w początkowym momencie dopóki nie włączy się generator. Po włączeniu się do pracy generatora na wejściach dekodera będą pojawiać się różne kombinacje logicznych poziomów. Jak tylko na wejściu US1.1 pojawi się poziom logicznej "1", na wyjściu będzie logiczne "0", a emiter tranzystora T2 będzie zwarty do masy ("-" źródła zasilania). Oprócz tego, logiczna "1" z wyjścia US2.1 będzie podana przez dzielnik napięciowy R12,R13 na wejście oscyloskopu i utworzy linię podstawy czasu, odpowiadającą "zerowemu" poziomowi (około 1 V) pierwszego kanału przełącznika.

Jeżeli w tym czasie na G1 będzie poziom logicznego "0", linia pozostanie na miejscu. Po podaniu na G1 logicznej "1" linia odchyli się.

Kiedy tylko na wejściach US1.2 pojawi się logiczna "1", to zacznie działać drugi kanał przełącznika. W tym przypadku będzie zwarty do masy emiter tranzystora T3, w wyniku czego równolegle do rezystora będzie podłączony rezystor R11 i stałe napięcie na G4 zmniejszy się. Powstanie "zerowa" linia podstawy czasu (około 0,5 V) dla drugiego kanału przełącznika.

Poziom logicznej "1" powstanie teraz na wejściach US2.1 i w tym przypadku będzie zwarty do masy tylko emiter tranzystora T4. Na ekranie oscyloskopu powstanie "zerowa" linia (0 V) dla trzeciego kanału przełącznika. Odległości między liniami kanałów określane są przez wartości rezystorów R11 i R13, a rezystancja wejściowa kanałów - wartościami rezystorów R1 - R3.

Chociaż maksymalna częstotliwość przełączania kanałów wynosi 200 kHz, a częstotliwość badanego sygnału jest mniejsza od 10 kHz, razem ze sprawdzonym sygnałem na ekranie oscyloskopu mogą być widoczne i momenty przełączania kanałów w postaci jasnego tła. Żeby tło było słabsze, trzeba maksymalnie zmniejszyć długość przewodów między przełącznikiem i oscyloskopem, a także zmniejszyć jaskrawość. Można też zmniejszyć częstotliwość generatora przez zwiększenie dwa, trzy razy pojemności kondensatora C1.

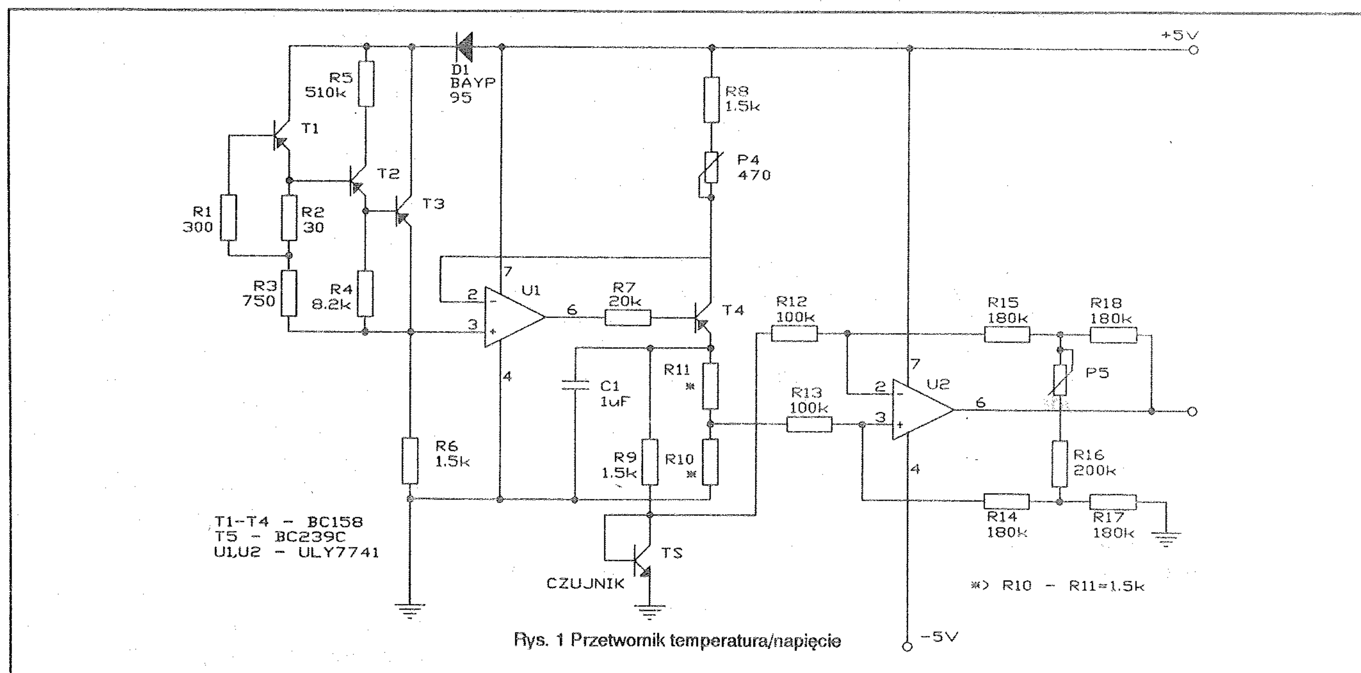


Rys.1 Schemat przełącznika.

mgr inż. Zbigniew Pędzik

Zegar ciemniowy z układem pomiaru i stabilizacji temperatury kąpieli

Zbudowany jest w technice cyfrowej z wykorzystaniem układów TTL. Umożliwia odmierzanie odcinków czasu do 99,9 sek. z rozdzielczością 0,1 sek. oraz pomiar temperatury do 99,9 °C (0,1 °C). Sterowanie i wprowadzanie danych dokonuje się za pomocą przycisków (np. ISOSTAT). odczyt wartości jest bezpośredni - trzy wskaźniki LED siedmiosegmentowe.



Rys. 1 Przetwornik temperatura/napięcie

Na rys. 1 dla uproszczenia niektóre bloki zaznaczono schematycznie. I tak przetwornik temperatura/napięcie zawiera skompensowane termicznie źródło prądowe do zasilania czujnika półprzewodnikowego. Spadek napięcia przewodzenia czujnika jest wprost proporcjonalny do temperatury i przy zasilaniu prądem stałym jest to zależność liniowa. Napięcie to maleje przy wzroście temperatury ok. 2 mV/°C. Wzmacniacz operacyjny zmienia fazę i nachylenie tych zmian do poziomu 10 mV/°C. Przetwornik A/C zawiera opisany na łamach "RE" układ scalony C 520 D. Wyświetlanie wyniku odbywa się w systemie multipleks na trzech wyświetlaczach siedmiosegmentowych LED ze wspólną anodą. Na rys. 1 prostokąty oznaczone "wyświetlacze" zawierają również klucze tranzystorowe zasilające cyfry od strony "+" zasilania. Odpowiednie segmenty wszystkich trzech cyfr połączone są równolegle i doprowadzone do wyjść dekodera 7447. Na wejściach A,B,C,D dekodera występują poziomy logiczne komutowane z wejść multiplekserów 74153. O tym, z której czwórki, decyduje adres na wejściach adresowych multiplekserów. Połączenia w układzie są tak wykonane, że do zmiany adresów użyte są te same przebiegi, które służą do kluczowania poszczególnych wyświetlaczy. Zastosowane rozwiązanie pozwala "zaoszczędzić" dwa dekodery 7447. Unika się również prowadzenia przewodów sygnałowych przez przełączniki (A,B,C,D), zaś całe sterowanie odbywa się bardziej "elegancko", tzn. przez podanie odpowiedniego poziomu logicznego na wejście S. Jeżeli na wejściu jest "H", to multipleksery przeadresowywane są synchronicznie z przełączaniem cyfr. Załączenie najbardziej znaczącej cyfry (MSD) podaje adres 11 (w kodzie BCD), co oznacza, że na wyjściach A,B,C,D będzie stan wejść A3,B3,C3,D3 (trzeci licznik 74192). Cyfra środkowa (NSD) -adres 10- wejścia A2,B2,C2,D2 (drugi licznik); najmniej znacząca cyfra (LSD) -adres 01- wejścia A1,B1,C1,D1 (pierwszy licznik). Wyświetlacze wskażą stan (zawartość) liczników, czyli zaprogramowany czas.

Jeśli wejście S zostanie zwarte do masy, adres multiplekserów zmieni się na 00. W tej sytuacji wejścia dekodera 7447 zostaną przyłączone do wyjść A0,B0,C0,D0 przetwornika C 520 D, czyli wyświetlacz wskaże wynik pomiaru temperatury. Wynik ten wprowadzony jest do 12-bitowej pamięci, utworzonej z rejestrów 74195 (US 17, US 18, US 19).

Temperatura stabilizowana jest przez porównanie dwóch wartości: wyniku pomiaru i wzorca. Wartość wzorcową z przedziału 0,0 do 99,9 °C wprowadza się do pamięci (US 6, US 7, US 8, US 9). Obie liczby w kodzie BCD porównywane są w komparatorach 7485, a odpowiednie wyjścia sygnalizujące niedobór i przepełnienie sterują urządzeniami wykonawczymi (grzałka, wentylator lub podobne).

Konwerter kodu 1 z 8 na kod BCD (74148) po uzupełnieniu go o wyjście D zamienia kod 1 z 10 na kod BCD. Dodatkową funkcją jest sygnalizacja na wyjściu GS poziomem "L", że któreś wejście jest zwarte do masy (wybrane). Tę właściwość wykorzystano do generowania impulsów zegarowych zapisujących do pamięci stany wyjść kodera. To zadanie spełnia uniwibrator U1 wyzwalany opadającym zboczem z wyjścia GS. Dzięki opóźnieniu wnoszonemu przez U1 unika się wpływu drgań zestyków przy wybieraniu cyfr.

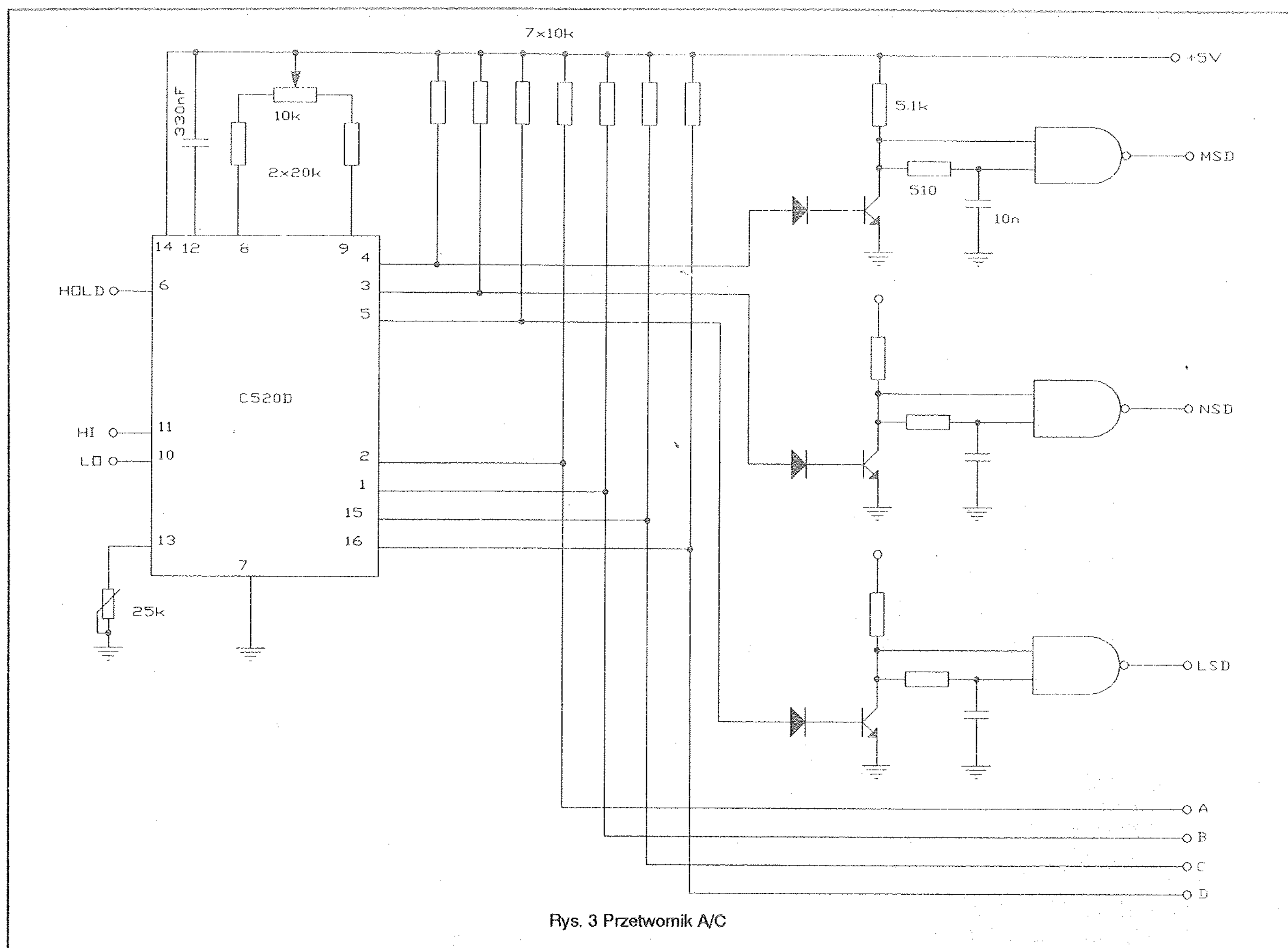
Opisany koder, podobnie jak wyświetlacz, wykorzystywany jest podwójnie:

1 - do wpisywania temperatury wzorcowej

2 - do wpisywania zadanego czasu

W obu przypadkach pamięci tworzą identyczne bloki rejestrów 74195. Wejścia szeregowe połączone są razem, a każdy z rejestrów zapamiętuje i przesuwa bity tej samej wagi - pierwszy A1, A2, A3 drugi B1, B2, B3 itd. Bramki NAND 2,3,4 blokują dostęp impulsów zegarowych do drugiej pamięci w trakcie wprowadzania danych do pierwszej i odwrotnie. Blokowanie dokonuje się przez podanie odpowiedniego stanu na wejście S. Drugi

Rys. 2 Schemat ideowy



Rys. 3 Przetwornik A/C

uniwibrator U2 wyzwalany narastającym zboczem impulsu zegara podaje na krótko poziom "L" na wejścia LOAD liczników 74192.

Pewną niedogodnością może być wprowadzanie wartości temperatury wzorcowej "na ślepo" bowiem wyświetlacze wskazują wynik pomiaru temperatury, ale można "podpatrzeć" tę wartość, gdy komparatory wskażą równość obu stron (wynik pomiaru = wartość wzorcowa).

Zegar ciemniowy synchronizowany jest przerzutnikiem typu "D". Na wejście zegarowe pierwszego z nich podawany jest ciąg impulsów 10 Hz. Ponieważ na wyjściu Q1 jest"L" (zakładamy, że przerzutniki były uprzednio wyzerowane), bramka B5 jest blokowana. Przyciśnięcie na krótko przycisku START spowoduje, że pierwsze narastające zbocze na wejściu zegara przepisze na wyjście Q2 stan wejścia D - wysoki poziom logiczny. Bramka B5 zostanie odblokowana, ciąg impulsów zostanie skierowany do liczników 74192 powodując zmniejszanie się ich zawartości. Z chwilą osiągnięcia przez nie stanu 0, na wyjściu "pożyczki" ostatniego z nich występuje krótki impuls "L", który zeruje przerzutniki i wpisuje ponownie do liczników zaprogramowany czas. Przycisk STOP zeruje natychmiast przerzutniki, a PAUZA blokuje dostęp zegara do liczników bez skasowania ich aktualnego stanu, co pozwala dokończyć odmierzanie czasu przyciskiem START. Do załączenia na dowolnie długi czas służy przycisk CIĄGŁE ŚWIECENIE. Kasuje się przyciskiem STOP. Źródłem przebiegu 10 Hz może być sieć energetyczna 50 Hz, generator kwarcowy z dzielnikiem, lub generator astabilny zbudowany na bramkach NAND. Na schemacie nie zaznaczono generatora.

Przyciski od 0 do 9 oraz S mogą być ułożone podobnie, jak w kalkulatorze, a pozostałe (np. ISOSTAT) w jednym rzędzie. W ciemni fotograficznej nie ma potrzeby stałej obserwacji temperatury (jeśli wiadomo, że jest stabilna), dlatego przycisk funkcyjny S w pozycji "zwolniony"

wejścia									wyjścia				
E1	0	1	2	3	4	5	6	7	A0	A1	A2	GS	E0
H	X	X	X	X	X	X	X	X	H	H	H	H	H
L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L
L	X	X	X	X	X	X	X	L	L	L	L	L	H
L	X	X	X	X	X	X	L	H	L	L	H	L	H
L	X	X	X	X	X	L	H	H	L	H	L	L	H
L	X	X	X	X	L	H	H	H	L	H	H	L	H
L	X	X	X	L	H	H	H	H	H	L	L	L	H
L	X	X	L	H	H	H	H	H	H	L	H	L	H
L	X	L	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L	H
L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H
	7	6	5	4	3	2	1	0	A2	A1	A0		
	"NOWE" FUNKCJE WEJ. WYJ.												

Rys. 4

Uz X0 R Y- Y+ L X2 X3
74192
X1 Q1 Q0 C- C+ Q2 Q3 ⊥

Uz QA QB QC QD QD CK shift/load
74195
clear J K A B C D ⊥

Uz E0 GS 3 2 1 0 A0
74148
4 5 6 7 E1 A2 A1 ⊥

Rys. 5 Wyprowadzenia ukł. scalonych

jest otwarty, co pozwala na bieżącą obsługę zegara ciemniowego.

Zwraca uwagę odwrotne potraktowanie wejść i wyjść kodera 74148 (tzn. 1 jako 7, 2 jako 6, itd. oraz A jako C, C jako A). Powodem jest wprowadzenie wyjść zanegowanych (logika ujemna) podczas gdy do programowania rejestrów potrzebne są zapisy w logice normalnej. Dokładnie widać to w tabeli stanów kodera 74148 rys.4.

Na rys.5 zaznaczono wyprowadzenia użytych układów scalonych - numeracja końcówek zgodna jest ze stosowanymi na schemacie. Skalowanie przetwornika temperatura/napięcie należy przeprowadzić przy użyciu dokładnego termometru i miernika napięcia, najlepiej cyfrowego. Po umieszczeniu czujnika w temperaturze 0°C rezystorami R10, R11 doprowadzić napięcie wyjściowe do 0,0 V, a w temp. 100°C potencjometrem P5 ustalić napięcie wyjściowe na poziomie 1,00 V.

Skalowanie przetwornika A/C opisane jest bardzo dokładnie w literaturze (4).

Janusz Górski

Literatura

1. *Tkaczyk Z.: Cyfrowy miernik temperatury. RE 11/86*
2. *Misiurewicz P. Grzybek M.:Półprzewodnikowe układy logiczne TTL. WNT W-wa 1982*
3. *Pieńkos J. Turczyński J.: Układy scalone TTL w systemach cyfrowych. WKiL W-wa 1980*
4. *Kręciejewski M.: Przetwornik analogowo-cyfrowy C 520 D. RE 6/86*

Dzielnik o współczynniku połówkowym

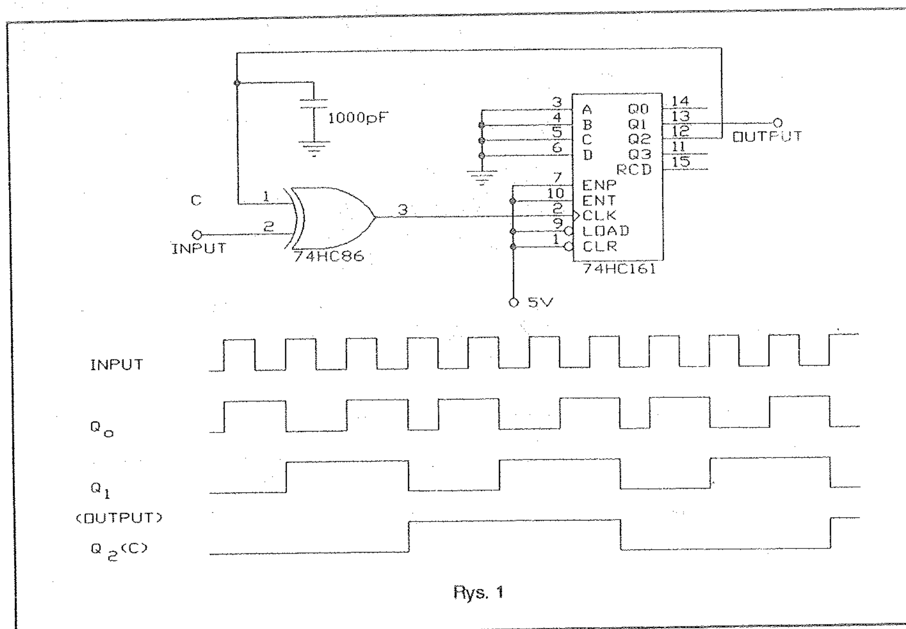
Rysunek 1 jest jeszcze jednym wariantem standardowego dzielnika cyfrowego. Obwód, zamiast dzielenia sygnału wejściowego przez liczbę naturalną, dzieli go przez n+1/2. Przy pętli sprzężenia zwrotnego takiej jak na rysunku, układ dzieli przez 3,5. Punkt C jest aktywny, gdy sygnał wejściowy taktuje 4-bitowy licznik binarny 74HC161. Gdy C = 0, dodatnie zbocze wejścia przełącza licznik, a jeżeli C = 1 - ujemne. Każdorazowo, gdy punkt C zmienia poziom, układ skraca szerokość impulsu wyjściowego licznika o połowę okresu sygnału wejściowego. Tym sposobem podzielnik licznika zależy od liczby zmian poziomu w punkcie C w czasie jednego okresu sygnału wyjściowego.

Zmianę podzielnika sygnału wejściowego uzyskuje się przez podłączenie pętli sprzężenia zwrotnego do różnych wejść licznika. Ogólnie, m-bitowy licznik binarny ze sprzężeniem XOR tworzy dzielnik n+1/2, gdzie n jest z zakresu $2^{m-2}-\frac{1}{2} do 2^{m-1}-\frac{1}{2}$. Oczekiwany sygnał wyjściowy jest dostępny na m - 1 wyjściu. W załączonej tabeli przedstawiono warunki uzyskania różnych dzielników połówkowych. Np., żeby podzielić przez 18,5 należy podłączyć do bramki XOR następujące wyjścia licznika: Q_0, Q_2, Q_3, Q_5. Wynika stąd, że potrzebny jest do tego celu 6-bitowy licznik binarny, a sygnał wyjściowy będzie obecny na wyjściu Q_4.

mgr inż. Robert Krzysztofek

Na podst.: Elektronic Technology for Engineers and Engineering Managers EDN June 6, 1991.

Podział	m	Sprz. zwro.	Wyj.
1.5	2	Q_1	Q_0
2.5	3	Q_0, Q_2	Q_1
3.5	3	Q_2	Q_1
4.5	4	Q_0, Q_3	Q_2
5.5	4	Q_0, Q_1, Q_3	Q_2
6.5	4	Q_1, Q_3	Q_2
7.5	4	Q_3	Q_2
8.5	5	Q_0, Q_4	Q_3
9.5	5	Q_0, Q_2, Q_4	Q_3
10.5	5	Q_0, Q_1, Q_2, Q_4	Q_3
11.5	5	Q_0, Q_1, Q_4	Q_3
12.5	5	Q_1, Q_4	Q_3
13.5	5	Q_1, Q_2, Q_4	Q_3
14.5	5	Q_2, Q_4	Q_3
15.5	5	Q_4	Q_3
16.5	6	Q_0, Q_5	Q_4
17.5	6	Q_0, Q_3, Q_5	Q_4
18.5	6	Q_0, Q_2, Q_3, Q_5	Q_4
19.5	6	Q_0, Q_2, Q_5	Q_4
20.5	6	Q_0, Q_1, Q_2, Q_5	Q_4



Rys. 1

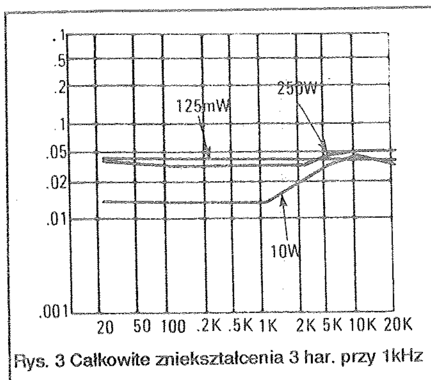
DISC CONTROL CIRCUIT

CASSETTE CONTROL CIRCUIT

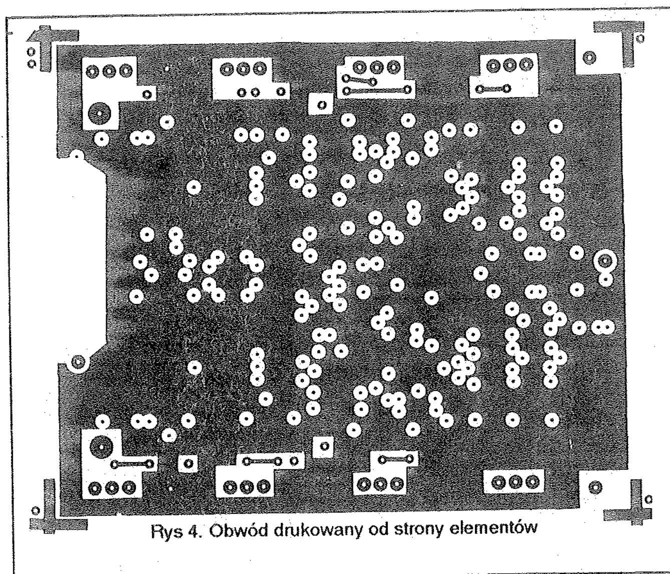
AMSTRAD CPC 6128

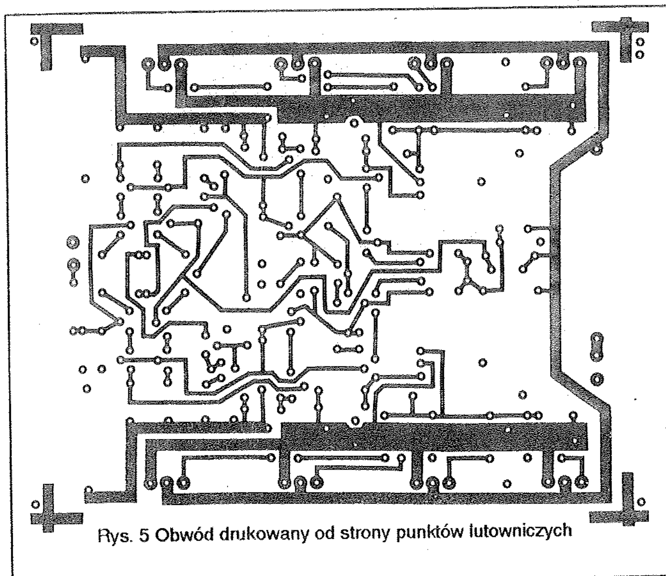
Stereofoniczny wzmacniacz dużej mocy zbudowany na tranzystorach typu FET cz. 2

Stopień wzmocnienia napięciowego składa się z tranzystorów Q11 - Q14 w konfiguracji komplementarnych kaskadowych wzmacniaczy. Obciążenia kolektorów dla Q12 i Q13 są zasadniczo impedancjami Q16 i Q17. Kondensatory C3 i C4 zwiększają odpowiedź częstotliwościową stopnia. Diody Zenera D8, D9, D10 i D11 ustawiają bazowe napięcia dla górnych tranzystorów w kaskadach. Stopień wejściowy składa się z Q1-Q8. Tranzystory te są połączone jako komplementarne kaskadowe wzmacniacze różnicowe, zasilane ze źródła prądowego Q9 i Q10. Wzmocnienie tego stopnia wynosi 100 i tworzy je stosunek R3/R5 oraz R13/R11. Rezystor R8 jest wykorzystywany do wyzerowania napięcia wyjściowego poprzez zmianę prądów kolektorów Q1-Q4. Jest to ważne ponieważ przy



Rys. 3 Całkowite zniekształcenia 3 har. przy 1kHz


Rys 4. Obwód drukowany od strony elementów


Rys. 5 Obwód drukowany od strony punktów lutowniczych

ekstremalnie niskiej impedancji wyjściowej, takiej jaką posiada ten wzmacniacz, nawet bardzo niskie wyjściowe napięcie niezrównoważenia (rzędu dziesiątek mV) może doprowadzić do przepływu bardzo dużego prądu o stałej wartości przez obciążenie. Całkowite wzmocnienie napięciowe wzmacniacza wynosi około 30 i tworzy je stosunek R40/R39. 3-dB spadek wzmocnienia ma miejsce przy 3Hz i realizuje go C5. Wysokoczęstotliwościową kompensację uzyskuje się dzięki C10, R30, C6 i C11. Schemat zawiera także pewne dodatkowe części (szczególnie w bloku zasilania).

TC1 - Wyłącznik termiczny. Normalnie zamknięty. Otwarty w temperaturze 70°C.
SR1 - Ogranicznik prądowy.

W dowolnym zastosowaniu wzmacniacza części te nie są konieczne. Jednakże przy planowanej rozbudowie do większej mocy (np.dyskotekowy) zabezpieczenia te powinny być wykorzystane.

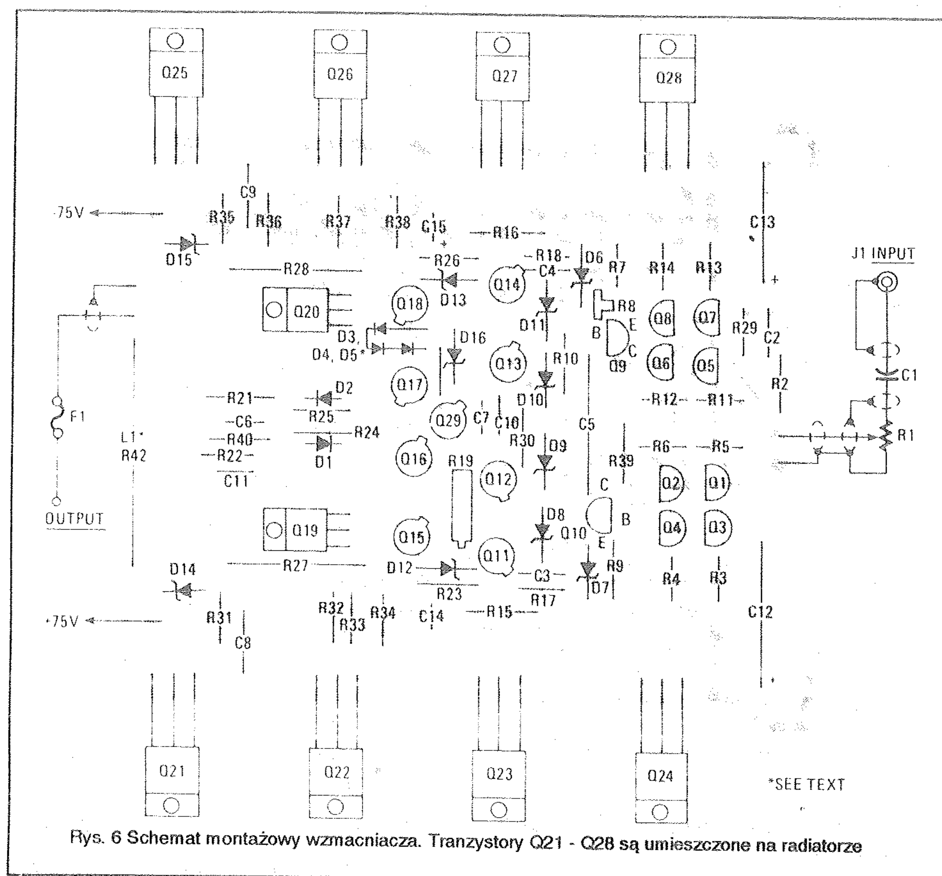
Konstrukcja wzmacniacza.

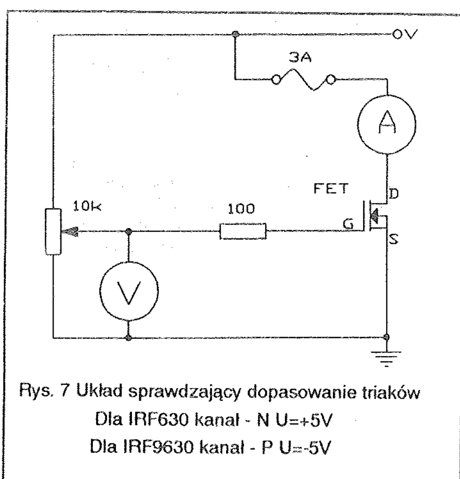
Rys.4 przedstawia obwód drukowany od strony elementów, który stanowi płaszczyznę ekranującą. Rys.5 to widok płytki drukowanej od strony lutowanej. Należy zauważyć, że ścieżki łączące tranzystory wyjściowe muszą być dość szerokie i jak najkrótsze. Wartości rezystorów pokazane na schemacie mają 1% tolerancję. Jednak w większości zastosowań taka dokładność nie jest potrzebna. Wystarczą rezystory z tolerancją 5%. Montaż płytki rozpoczyna się od lutowania rezystorów, następnie kondensatorów, zwracając uwagę na polaryzację kondensatorów elektrolitycznych. W następnej kolejności wlutowuje się diody oprócz D3-D5. Te trzy diody montuje się później na radiatorach tranzystorów wyjściowych. Następnie należy wlutować wszystkie tranzystory oprócz Q21-Q28, Q19 i Q20, które poprzez podkładki mikowe (lub teflonowe) przykręca się do radiatora. Potencjometry R8 i R19, po wlutowaniu, ustawiamy w środkowej pozycji. Do ustawienia R19, który jest wieloobrotowym potencjometrem montażowym, należy użyć omomierza. Cewkę L1 należy nawinąć drutem DNE na rezystorze R42. Ma ona indukcyjność 1μH.

Test sprawdzający.

Test ten jest najistotniejszy w budowie tego wzmacniacza i należy z wielką ostrożnością postępować według następujących kroków.

Przed podłączeniem zasilania należy pomierzyć rezystancję między końcówkami +75V i -75V wzmacniacza w stosunku do masy. Rezystancja ta początkowo mała, będzie następnie rosła tak jak ładunek na kondensatorach. Zainstalować główny bezpiecznik zasilacza F6. Zasilacz uruchomić przy wkręconym bezpieczniku F6 oraz wykręconych F2-F5. Pomierzyć napięcia na kondensatorach C16 i C17. Powinny one wynosić około ⁺75V. Odłączyć zasilanie i rozładować C16 i C17 przez rezystor 1kΩ. Następnie wkręcić bezpieczniki F2 i F4 o wartości 250mA. Zmierzyć rezystancję każdego zasilacza. Powinna ona być większa od 100kΩ. Jeżeli tak jest podłączyć jedną płytkę wzmacniacza do F2, F4 i masy. Połączyć kolektory tranzystorów Q4 i Q3 oraz Q7 i Q8. Prowizorycznie podłączyć do układu D4, D3 i D5. Podłączyć zasilanie i zmierzyć napięcie między bazami Q16 i Q17. Powinno ono wynosić okło 7V. Regulować potencjo-


Rys. 6 Schemat montażowy wzmacniacza. Tranzystory Q21 - Q28 są umieszczone na radiatorze


Rys. 7 Układ sprawdzający dopasowanie triaków
Dla IRF630 kanał - N U=+5V
Dla IRF9630 kanał - P U=-5V

metrem R19 i obserwować zmiany napięcia. Zostawić na wartości 6,8V. Zmierzyć napięcia pomiędzy emiterem Q19 i szyną +75V oraz emiterem Q20 i szyną -75V. Suma tych dwóch napięć powinna wynosić około 6,5V. Odłączyć zasilanie, rozładować kondensatory filtrujące oraz odłączyć D3, D4 i D5. Powtórzyć to samo dla drugiej płytki. Następnie wlutować tranzystory wyjściowe. Ważne jest aby były one dobrze dobrane, bo wówczas będą po równo dzieliły prąd wyjściowy. Prosty układ do sprawdzenia dopasowania tranzystorów jest pokazany na rys.7. Dopasowanie musi być następujące: 100mV napięcia bramki przy 50mA prądu drenu i 200mV napięcia bramki przy 2A prądu drenu. Pomiary przy 2A przeprowadzać szybko lub umieścić tranzystor na radiatorze. Zainstalować 500mA bezpiecznik F2 i miliamperomierz dla F4. Dołączyć zasilanie i sprawdzić prąd płynący przez F3. Nie może on być większy niż 500mA.

Sprawdzić również czy napięcie wyjściowe przy L1 zawiera się w granicach ±1V. Jeżeli przeprowadzony test nie wyszedł prawidłowo, natychmiast wyłączyć zasilanie i poszukać przyczyny błędnego działania. Ustawić R19 tak aby prąd wynosił około 200mA, co odpowiada wyjściowemu prądowi jałowemu równemu około 150mA. Następnie ostrożnie regulować R8 tak aby napięcie wyjściowe ustawić jak najbliżej zera. Wyłączyć zasilanie i zrobić to samo dla drugiego kanału używając bezpieczników F4 i F5. Przy wykorzystaniu pełnej mocy wzmacniacza konieczne jest użycie 5A bezpieczników dla F2-F5 i 8A dla F1. Do wzmacniacza można dołączyć dodatkowo wskaźnik ograniczenia sygnału z rys.9 oraz miernik mocy wyjściowej pokazany na rys.8. W tej sytuacji potrzebny jest odrębny zasilacz, którego układ pokazuje rys.10.

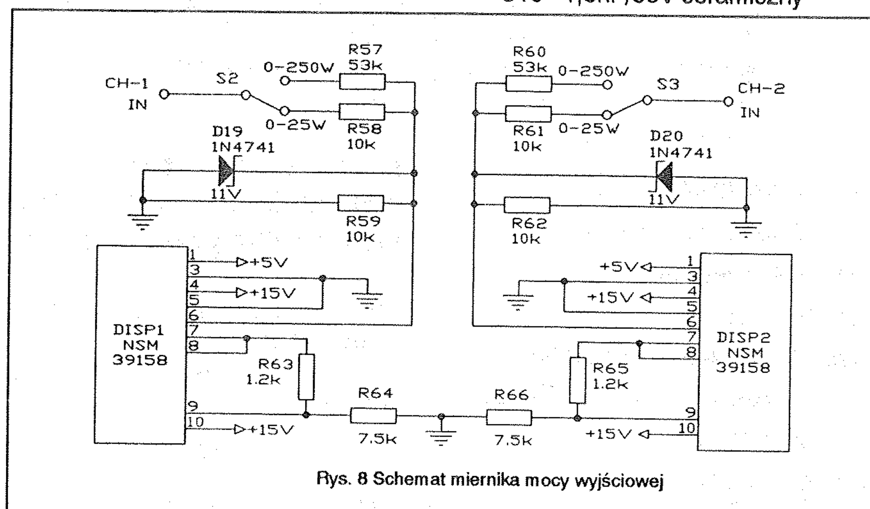
Lista elementów wzmacniacza:

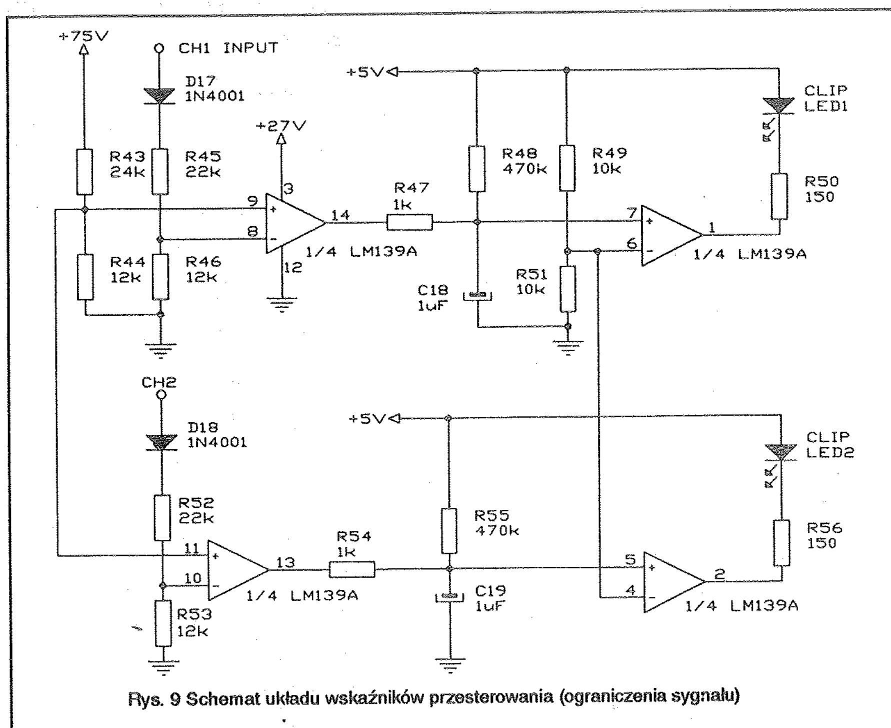
Wszystkie rezystory mają moc 1/4W i tolerancję 1% (lub w zastosowaniach domowych 5%)

R1 - 10kΩ potencjometr
R2 - 2,05kΩ (2kΩ)
R3, R4, R13, R14 - 10,5kΩ (10kΩ)
R5, R6, R11, R12, R22 - 100Ω
R7 - 2,49kΩ (2,4kΩ)
R8 - 500Ω potencjometr
R9 - 2,47kΩ (2,7kΩ)
R10, R29 - 100kΩ
R15, R16 - 1kΩ/2W
R17, R18 - 1kΩ
R19 - 5kΩ 10-obrotowy potencjometr
R20 - 8,66kΩ (8,2kΩ)
R21 - 1,5kΩ/2W
R23-R26 - 511Ω (510Ω)
R27, R28 - 2kΩ/5W
R30 - 50Ω (47Ω)
R31-R38 - 24,9Ω (24Ω)
R39 - 162Ω (160Ω)
R40 - 5,11kΩ (5,1kΩ)/0,5W
R41 - 4,64Ω (4,7Ω)
R42 - 4,64Ω (4,7 lub 5Ω)/10W

Kondensatory:

C1 - 10μF
C2 - 220pF ceramiczny
C3, C4, C11 - 150pF ceramiczny
C5 - 220μF/63V elektrolityczny
C6 - 8pF ceramiczny
C7 - 0,1μF/50V ceramiczny
C8, C9 - 0,1μF/100V ceramiczny
C10 - 1,5nF/50V ceramiczny


Rys. 8 Schemat miernika mocy wyjściowej



Rys. 9 Schemat układu wskaźników przesterowania (ograniczenia sygnału)

C12-C15 - 100μF/100V elektrolityczny

C16, C17 - 25000μF/75V elektrolityczny

Półprzewodniki:

Q1-Q4 - 2N5210

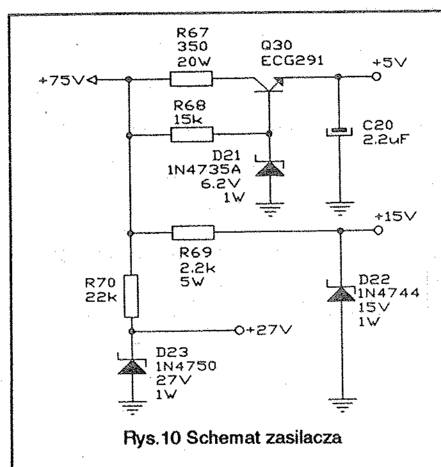
Q5-Q8 - 2N5087

Q9 - ECG289A lub NTE289A

Q10 - ECG290A lub NTE290A

Q11, Q12, Q17, Q18 - ECG129 lub NTE129

Q13-Q16 - ECG128 lub NTE128



Rys.10 Schemat zasilacza

Q19 - ECG373 lub NTE373

Q20 - ECG374 lub NTE374

Q21-Q24 - IRF9630

Q25-Q28 - IRF630

Q29 - ECG123AP lub NTE123AP

BR1 - mostek prostowniczy 25A/400V

D1, D2 - 1N4148

D3-D5 - 1N4002

D6, D7, D21 - 1N4735A dioda Zenera 6,2V/1W

D8-D11, D23 - 1N4750A dioda Zenera 27V/1W

D12, D13 - 1N4737A dioda Zenera 7,5V/1W

D14, D15 - 1N4738A dioda Zenera 8,2V/1W

D16 - 1N4728A dioda Zenera 3,3V/1W

Pozostałe elementy:

L1 - 1μH (patrz tekst)

NE1, NE2 - neonówka z rezystorem 100kΩ

F1 - 5A, F2-F5 - 6A, F6 - 5A szybkie bezpieczniki topikowe

T1 - transformator zasilający, napięcie wtórne 106V, odczep w środku

S1 - włącznik sieciowy

J1 - wejściowe gniazdo Jack

Radiator dla tranzystorów wyjściowych mocy - 5cm x 18cm AL.

Radiator dla Q12, Q13, Q15 i Q18 typu TO-5 ()

Lista elementów układu wskaźnika mocy wyjściowej i wskaźnika przesterowania.

Wszystkie rezystory mają moc 0,25W i tolerancję 5%

R43 - 24kΩ

R44, R46, R53 - 12kΩ

R45, R52, R70 - 22kΩ

R47, R54 - 1kΩ

R48, R55 - 470kΩ

R49, R51, R58, R59, R61, R62 - 10kΩ

R50, R56 - 150Ω

R57, R60 - 53kΩ

R63, R65 - 1,2kΩ

R64, R66 - 7,5kΩ

R67 - 350Ω/20W

R68 - 15kΩ

R69 - 2,2kΩ/5W

Kondensatory:

C18, C19 - 1μF/10V elektrolityczny

C20 - 2,2μF/10V elektrolityczny

Półprzewodniki:

IC1 - LM139

Q30 - ECG291

D17, D18 - 1N4001

D19, D20 - 1N4741A dioda Zenera 11V/1W

D21 - 1N4735A dioda Zenera 6,2V/1W

D22 - 1N4744A dioda Zenera 15V/1W

D23 - 1N4750A dioda Zenera 27V/1W

DISP1, DISP2 - NSM39158 logarytmiczny wskaźnik z driverami (National).

Witold Dąbrowski

Opracowano na podstawie:
1.R-E EXPERIMENTERS HANDBOOK 1991
2.Układy półprzewodnikowe, U.Tietze, Ch.Schenk
3.Elementy i przyrządy półprzewodnikowe powszechnego zastosowania, M.Polowczyk

Tani programowany generator fali prostokątnej

Na rys. 1 przedstawiono układ generatora fali prostokątnej o programowanej częstotliwości, zbudowanego w oparciu o system mikroproceserowy Z-80 minimalnej konfiguracji.

W skład układu generatora wchodzi:

- jednostka centralna CPU-Z80H
- pamięć stała EPROM-2716
- programowany interface równoległy 8255
- układ zegara 8 MHz
- układ zerujący
- układ 16 bistabilnych przełączników (np. 2x8 SWDIP8)

System mikroproceserowy współpracuje z programowanym interfacem równoległym 8255 realizując rozkazy przesłań do pamięci. Zbędny staje się wówczas układ typ. dekodera pamięci i układów WE-WY.

W omawianym układzie dekoderem pamięci jest bramka inwestera U3A. Dla pamięci EPROM zarezerwowany jest obszar 0000H - 7FFFH.

Adresy 3 portów równoległych układu 8255 wynoszą odpowiednio:
8000 - dla portu A
8001 - dla portu B
8002 - dla portu C
8003 - dla rejestru sterującego 8255

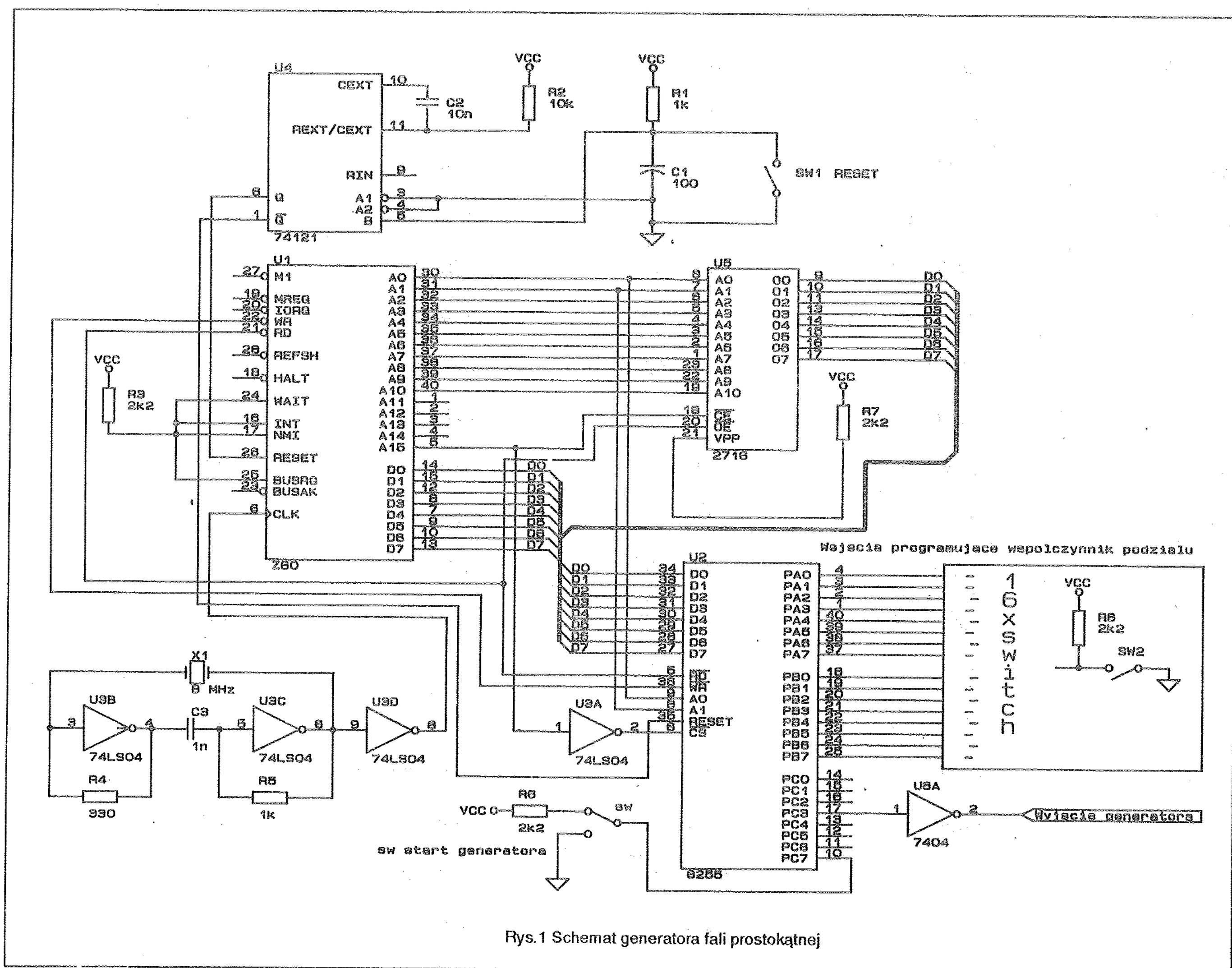
Generator umożliwia generację impulsów prostokątnych w zakresie 0,7 - 50000 Hz o wypełnieniu symetrycznym.

Programowanie generowanej częstotliwości odbywa się za pomocą 16 bistabilnych przełączników (np. 2xSWDIP8) ustawionych zgodnie z naturalnym kodem dwójkowym. Przełączniki te podają informację dla procesora Z80H o współczynniku podziału częstotliwości wzorcowej.

Częstotliwością wzorcową w omawianym układzie jest częstotliwość 50 kHz. Podając na wejścia interface'u 8255 całkowity współczynnik podziału w naturalnym kodzie dwójkowym uzyskujemy możliwość generacji 65536 przebiegów o częstotliwości $f=\frac{50kHz}{NN}$, gdzie NN jest liczbą w zakresie 1-65536 zapisaną na dwóch bajtach.

Zasada działania układu polega na odczycie zadanego współczynnika podziału będącego licznikiem pętli generującej stany 0 i 1.

Po włączeniu zasilania lub po przyciśnięciu przycisku SW1 RESET mikroprocesor programuje na wstępie (patrz program) układ 8255 wpisując do jego rejestru sterującego bajt statusu 9A (tryb pracy rejestru A-0, rejestru B-0, rejestr A-wejście, rejestr B oraz 4 bardziej znaczące bity rejestru C-wejście, 4 mniej znaczące bity rejestru C-wyjście). Następnie sprawdzany jest stan portu PC7. Jeżeli nie został wciśnięty (PC7=1) mikroprocesor realizuje pętlę CZEKAJ. Można więc wybrać współczynnik podziału usta-



Rys.1 Schemat generatora fali prostokątnej

wiając go bistabilnymi switchami w naturalnym kodzie dwójkowym.

Po ustaleniu 16 switchów można wybrać przełącznik sw start generatora. Mikroprocesor odczytuje wówczas stany wejść układu 8255 PAO-PA7, PBO-PB7, umieszczając je w rejestrach HL będących licznikiem pętli.

Od tego momentu następuje ciągła generacja fali prostokątnej na wyjścia portu C-PC3.

Z częstotliwością 100 kHz pojawia się na wyjściu stan 0 lub 1. Czas trwania stanu 0 lub 1 zależy od ustawionego współczynnika podziału i wynosi

$$T=\frac{1}{100kHz}*NN$$

Pełna pętla od momentu generowania pierwszej próbki sygnału do drugiej próbki trwa 80 taktów zegara. Przy zastosowanym generatorze kwarcowym 8 MHz daje to częstotliwość próbkującą 100 kHz, a więc możliwość odtwarzania przebiegu o maksymalnej częstotliwości 50000Hz.

Zmiana częstotliwości generowanego przebiegu prostokątnego możliwa jest przez wyzerowanie układu i ponowne ustawienie współczynnika podziału. Program napisany jest w języku asemblera Z80. Poszczególnym rozkazom odpowiadają kody HEXADECYMALNE wypisane poniżej. Pamięć EPROM 2716 zawiera więc w poszczególnych komórkach pamięć począwszy od adresu 0000 HEX kody wszystkich rozkazów programu.

Program rezydujący w pamięci stałej EPROM 2716 zawiera się od adresu 0000 do 007F HEX i zajmuje 127 bajtów.

Przestrzeń adresowa układu

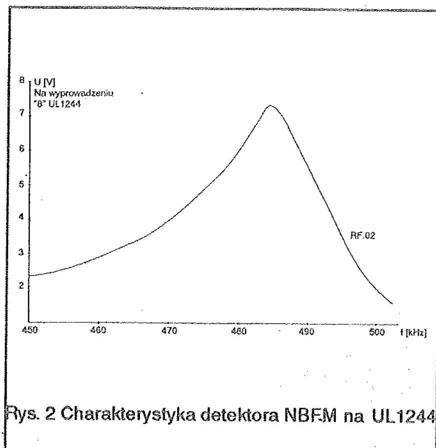
0000 HEX - EPROM 2716
8000 HEX - adres portu A układu 8255
8001 HEX - adres portu B układu 8255
8002 HEX - adres portu C układu 8255
8003 HEX - adres rejestru sterującego 8255
Układ 8255 pracuje w konfiguracji
wejście - port A, port B, 4 bardziej znaczące bity portu C
wyjście - 4 mniej znaczące bity portu C

mgr inż. Dariusz Bieńkowski

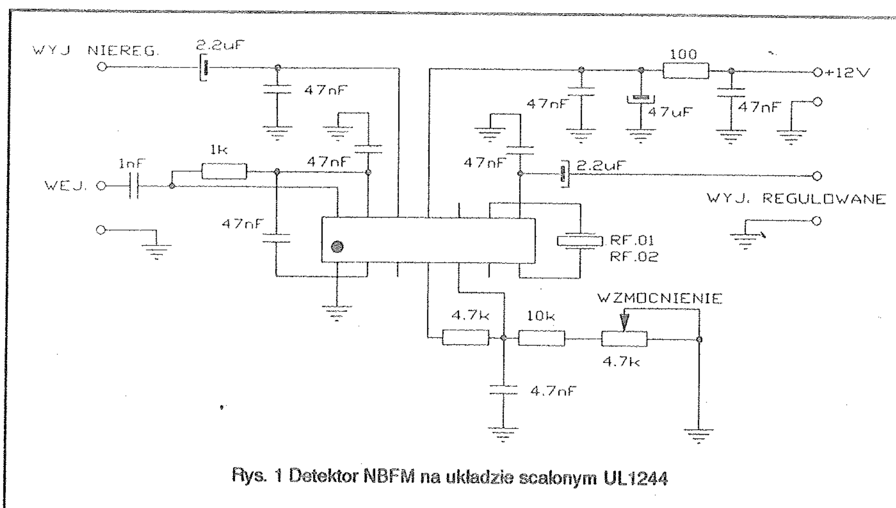
0000	21	001A	80	0034	00	004E	C3	0068	1D
0001	00	001B	OA	0035	BB	004F	51	0069	3E
0002	00	001C	6F	0036	C2	0050	00	006A	FF
0003	01	001D	01	0037		0051	02	006B	02
0004	03	001E	01	0038		0052	C3	006C	C3
0005	80	001F	80	0039	BA	0053	45	006D	6F
0006	3E	0020	0A	003A	CA	0054	00	006E	00
0007	9A	0021	67	003B	55	0055	3E	006F	ED
0008	02	0022	01	003C	00	0056	00	0070	47
0009	01	0023	02	003D	15	0057	ED	0071	C3
000A	02	0024	80	003E	1D	0058	44	0072	5F
000B	80	0025	C3	003F	3E	0059	02	0073	00
000C	OA	0026	30	0040	00	005A	54	0074	3E
000D	E6	0027	00	0041	02	005B	5D	0075	FF
000E	80	0028	90	0042	C3	005C	3E	0076	3E
000F	CA	0029	00	0043	45	005D	00	0077	FF
0010	OC	002A		0044	00	005E	00	0078	00
0011	00	002B	3E	0045	ED	005F	BB	0079	C3
0012	16	002C	FF	0046	47	0060	C2	007A	7C
0013	FF	002D	ED	0047	C3	0061	74	007B	00
0014	15	002E	44	0048	35	0062	00	007C	02
0015	C2	002F	02	0049	00	0063	BA	007D	C3
0016	14	0030	54	004A	ED	0064	CA	007E	6F
0017	00	0031	5D	004B	47	0065	2B	007F	00
0018	01	0032	3E	004C	ED	0066	00		
0019	00	0033	00	004D	47	0067	15		

Detektor NBFM na układach scalonych UL1242 i 1244

Proste i nie wymagające strojenia detektory NBFM (Narrow Band Frequency Modulation - wąskopasmowa modulacja częstotliwości) można wykonać na układach scalonych UL1242 i UL1244 (wzmacniacze p.cz. z ogranicznikami i koincydencyjnymi detektorami FM, odpowiedniki TBA120S i TBA120U), gdy w miejsce obwodu rezonansowego LC pracującego jako przesuwnik fazowy włączymy rezonator piezoceramiczny 465kHz.



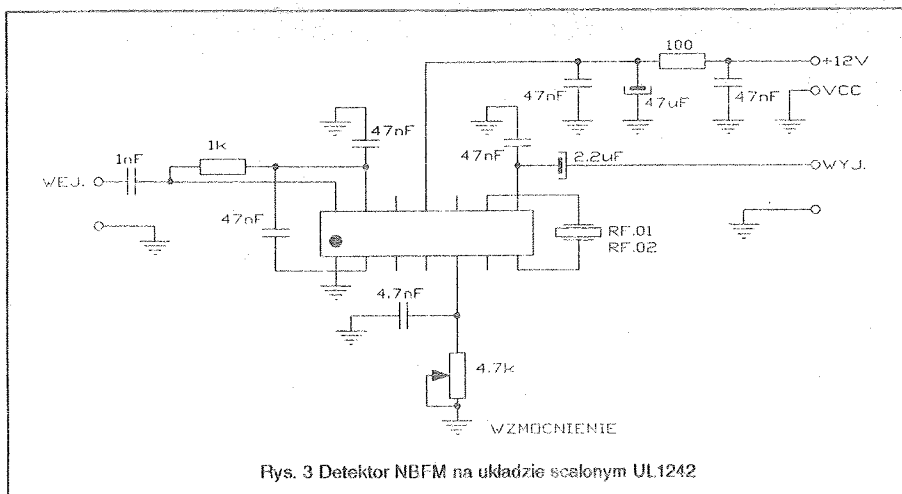
Rys. 2 Charakterystyka detektora NBFM na UL1244



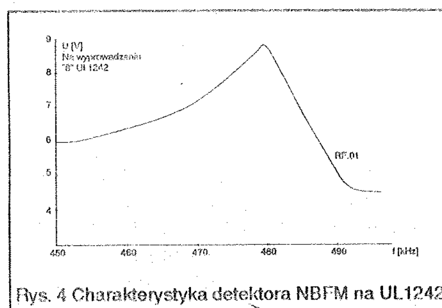
Rys. 1 Detektor NBFM na układzie scalonym UL1244

Na rys.1 i 3 przedstawiono dwa takie detektory z rezonatorami piezoceramicznymi RF.01 i RF.02 produkcji Zakładów Ceramiki Radiowej "CERAD", a na rys.3 i 4 ich uśrednione charakterystyki częstotliwościowe. Zwraca uwagę fakt, że środkowa częstotliwość liniowego odcinka charakterystyki detektora znajduje się powyżej częstotliwości nominalnej rezonatora piezoceramicznego i dla dwudziestu rezonatorów RF.01 (zdjęto aż tyle charakterystyk ze względu na rozrzut parametrów poszczególnych rezonatorów) wyniosła ona (485±4) kHz oraz (493±7) kHz dla dwudziestu rezonatorów RF.02. Szerokości liniowych odcinków charakterystyki wynoszą dla rezonatorów RF.01 i RF.02 odpowiednio 10 i 15 kHz, przy nachyleniu charakterystyk 0,4V/kHz.

Dla kwarców (0,5-18MHz) nie udało się (ze względu na znacznie większą dobroć)



Rys. 3 Detektor NBFM na układzie scalonym UL1242



Rys. 4 Charakterystyka detektora NBFM na UL1242

uzyskać liniowego odcinka charakterystyki szerszego niż kilkaset Hz.

Andrzej Kusiak

Warunki prenumeraty na I kwartał 1992r.

1. Przyjęcie - wyłącznie na podstawie dokonanej wpłaty na blankietach wydrukowanych w "NE" lub na blankietach bankowych.

2. Dane na blankiecie - dokładny i wyraźnie napisany adres zamawiającego

3.Termin przyjmowania prenumerat - do 10 XII 1991r. na I kwartał 1992 roku.

4.Wpłaty - zgodnie z podaną ceną na blankiecie. Wpłaty należy dokonywać w PKO, placówkach pocztowych lub bankach na konto podane na blankiecie.

5. Cena prenumeraty - za I kwartał 1992 roku 24.000zł. Wynika ona ze wzrostu ceny za jeden egzemplarz "NE" od 1992 roku do 8.000zł. Wzrost ceny spowodowany będzie zwiększeniem objętości "NE".

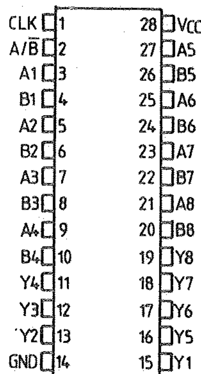
6. Inne informacje pod numerem telefonu 415-11 w Elblągu

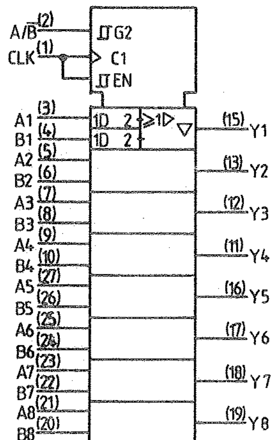
Na wszystkich częściach blankietu należy wypisać czytelnie atramentem, długopisem lub pismem maszynowym jednakowo imię i nazwisko wpłacającego i jego dokładny adres. Symbol planu kasowego...........................	**Opłata za prenumeratę NOWEGO ELEKTRONIKA na I kwartał 1992 roku**	Za skutki wynikłe z mylnego wypełnienia blankietu ponosi wyłącznie odpowiedzialność wpłacający.

KATALOG cz. 15

Wykaz oznaczeń:

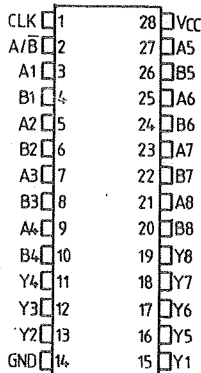
V_{CC} - znamionowe napięcie zasilania
I_I - prąd wejściowy
f_{max} - maksymalna częstotliwość
t_{PLH} - czas propagacji przy zmianie stanu logicznego z niskiego na wysoki
t_{PHL} - czas propagacji przy zmianie stanu logicznego z wysokiego na niski
t_{PZL} - czas propagacji przy zmianie stanu z wysokiej impedancji na stan niski
t_{PZH} - czas propagacji przy zmianie stanu z wysokiej impedancji na stan wysoki
t_{PLZ} - czas propagacji przy zmianie stanu niskiego na stan wysokiej impedancji
t_{PHZ} - czas propagacji przy zmianie stanu wysokiego na stan wysokiej impedancji
L - stan niski "0"
H - stan wysoki "1"
X - stan dowolny "0" lub "1"
Z - stan wysokiej impedancji

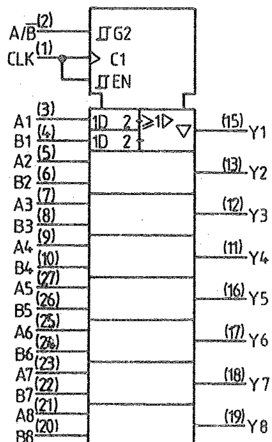




SN 74LS604
Ośmiokrotny dwuwejściowy multiplekser - wej. zatrzask

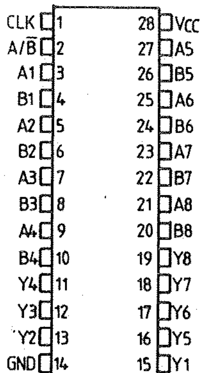
	WEJ.	LS604	JED.
V_{CC}		5	V
I_I		0.1	mA
t_{PLH}	A/B̄ (A=H, B=L)	15	ns
t_{PHL}		23	ns
t_{PLH}	A/B̄ (A=L, B=H)	31	ns
t_{PHL}		19	ns
t_{PZH}	CLK	19	ns
t_{PZL}		28	ns
t_{PHZ}	CLK	20	ns
t_{PLZ}		15	ns

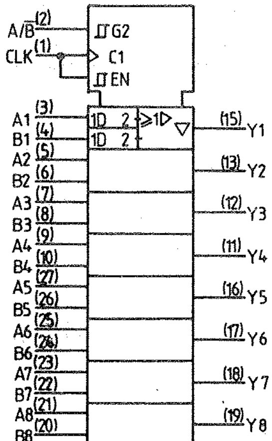




SN 74L606
Ośmiokrotny dwuwejściowy multiplekser - wej. zatrzask

	WEJ.	LS606	JED.
V_{CC}		5	V
I_I		0.1	mA
t_{PLH}	A/B̄ (A=H, B=L)	36	ns
t_{PHL}		16	ns
t_{PLH}	A/B̄ (A=L, B=H)	22	ns
t_{PHL}		22	ns
t_{PZH}	CLK	27	ns
t_{PZL}		35	ns
t_{PHZ}	CLK	20	ns
t_{PLZ}		15	ns





SN 74LS607
Ośmiokrotny dwuwejściowy multiplekser - wej. zatrzask

	WEJ.	LS607	JED.
V_{CC}		5	V
I_I		0.1	mA
t_{PLH}	A/B̄ (A=H, B=L)	51	ns
t_{PHL}		21	ns
t_{PLH}	A/B̄ (A=L, B=H)	28	ns
t_{PHL}		28	ns
t_{PLH}	CLK	30	ns
t_{PHL}		32	ns